

DOI: 10.18372/2310-5461.47.14878

УДК 621.396

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

С. І. Пільтяй, канд. техн. наук, доц.
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
orcid.org//000-0002-6927-8663
e-mail: s.piltiai@kpi.ua

І. В. Демченко,
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
orcid.org//000-0001-5713-5385
e-mail: icegloom@gmail.com

ОПТИМІЗАЦІЯ ПОЛЯРИЗАТОРА НА ОСНОВІ КВАДРАТНОГО ХВИЛЕВОДУ З ДІАФРАГМАМИ

Вступ

Останнім часом відбувається стрімке розширення кола сучасних галузей науки та техніки, які активно використовують супутникові телекомунікаційні системи. Такі системи досить часто потребують збільшення обсягів інформації, які вони обробляють та передають. Антенні системи із поляризаційним обробленням сигналів є базовим елементом сучасних супутникових телекомунікаційних систем. Вони використовують електромагнітні хвилі із ортогональними коловими або лінійними поляризаціями. Ці види поляризації забезпечують покращення інформаційних характеристик і підвищують рівень прийнятого сигналу за несприятливих умов поширення радіохвиль. Поляризаційно-просторове розділення каналів дозволяє забезпечувати необхідні технічні характеристики супутникових систем. Також використання переваг систем із ортогональними поляризаціями у супутникових телекомунікаційних системах дозволяє суттєво підвищити їх ефективність та інформаційну ємність [1].

Пристрої перетворення поляризації та розділу сигналів із ортогональними поляризаціями є базовими елементами антенних систем із поляризаційною обробкою сигналів. Такі пристрої використовуються для розв'язання завдань теорії виявлення і розпізнавання об'єктів та явищ природи [2].

До них належать — оцінка інтенсивності дощів, вимірювання параметрів льодових та снігових покривів, оцінка параметрів айсбергів, оцін-

ка стану посівів сільськогосподарських культур та багато інших.

Аналіз останніх досліджень і публікацій

Основні різновиди пристроїв оброблення поляризації сигналів використовують структури зі штирями [3], ребристі структури [4] і структури із діафрагмами [5]. Для створення широкопasmових пристроїв мікрохвильової техніки застосовують ребристі структури та структури із діафрагмами. Різні математичні методи використовують для аналізу таких структур. До таких методів належать: метод узгодження мод [6], метод часткових областей із безпосереднім зшиванням полів [7–9], метод інтегральних рівнянь для магнітного поля [10], а також метод інтегральних рівнянь [11–12], у якому можливо врахувати сингулярність поля на ребрах, що виключає відносність збіжності рядів у методі часткових областей [13].

Усі перелічені вище методи мають один великий недолік, який полягає у складності розрахунку повної структури електромагнітних полів. Тому є актуальною задача створення більш простих методів, що ґрунтуються на матричних методах аналізу мікрохвильових кіл.

Хвильові матриці розсіювання та передачі використовують ці методи. За допомогою цих методів часто аналізують різноманітні мікрохвильові фільтри [14–17] та фазозсувачі [18–20]. Вони враховують взаємодію хвиль вищих типів без використання чисельного процесу оптимізації із використанням спеціалізованих комп'ютерних програм.

Більшість наукових статей по поляризаторах [21–26] мають лише результати комп'ютерного моделювання, що потребує велику кількість часу.

Отже, є актуальним створення нового математичного методу аналізу хвилеподібних поляризаторів із подальшою оптимізацією. Найкращі характеристики в широких смугах частот мають поляризатори на основі квадратних хвилеводів із діафрагмами. Така конструкція була обрана для нашої математичної моделі. Таким чином, актуальною задачею є створення нової математичної моделі для аналізу електромагнітних характеристик хвилеподібних поляризаторів із діафрагмами.

Нова модель повинна враховувати висоти діафрагм, відстані між ними та їх товщину, що дасть змогу поліпшити і спростити методику визначення оптимальних характеристик поляризатора.

Мета роботи — дослідження оптимізації електромагнітних характеристик поляризатора

на основі квадратного хвилеводу із діафрагмами за рахунок варіювання розмірів його конструкції.

Постановка завдання дослідження

Завдання дослідження полягає у досягненні мети. Розроблена в роботі математична модель поляризатора дозволяє вирішити поставлену мету.

Математична модель поляризатора на основі квадратного хвилеводу з діафрагмами

Конструкція поляризатора на основі квадратного хвилеводу із двома діафрагмами зображена на рис. 1.

Поперечні розміри квадратного хвилеводу поляризатора становлять $a \times a$. Конструкція містить дві однакові діафрагми із рівними висотами h , товщиною w та відстанню між ними l . Був використаний квадратний хвилевід, оскільки він забезпечує кращі характеристики в широкій робочій смузі частот.

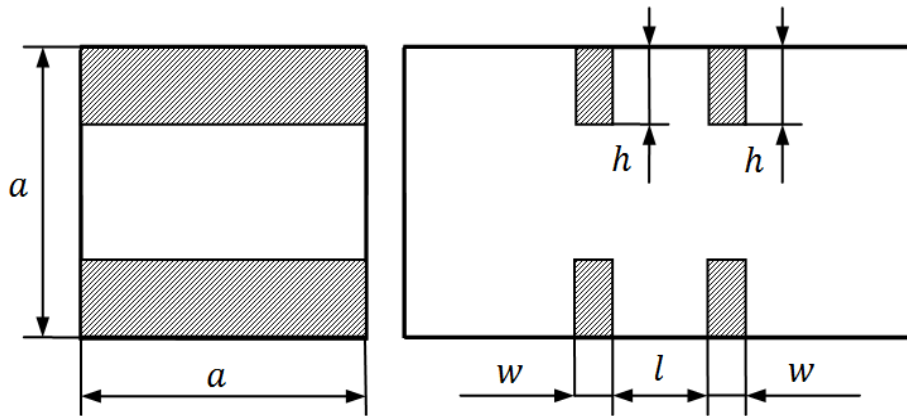


Рис. 1. Внутрішня структура квадратного хвилеподібного поляризатора із двома діафрагмами

Представимо хвилеподібний поляризатор із діафрагмами загальною еквівалентною схемою (рис. 2) за допомогою теорії мікрохвильових кіл [27].

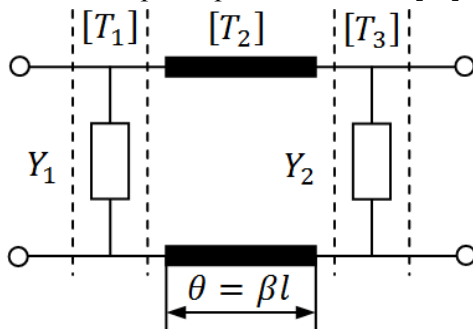


Рис. 2. Еквівалентна схема хвилеводу із двома реактивними елементами

Для основної хвилі горизонтальної поляризації спрощена еквівалентна схема поляризатора містить індуктивності, що увімкнені паралельно. Для основної хвилі вертикальної поляризації еквівалентна схема містить ємності, які увімкнені паралельно. Представлену еквівалентну схему

розіб'ємо на окремі чотириполіусники: одного відрізка регулярної лінії передачі, двох у вигляді паралельного увімкнення реактивних елементів.

Кожен чотириполіусник має свою хвильову матрицю передачі:

$$[T_1] = [T_3] = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix}; [T_2] = \begin{bmatrix} e^{j\theta} & 0 \\ 0 & e^{-j\theta} \end{bmatrix};$$

де θ — електрична довжина еквівалентної регулярної лінії передачі.

Електрична довжина регулярної лінії передачі визначається за формулою

$$\theta = \frac{2\pi l}{\lambda_{\text{хв}}},$$

де $\lambda_{\text{хв}}$ — довжина хвилі у хвилеводі.

Довжина хвилі у хвилеводі визначається за відомою формулою:

$$\lambda_{\text{хв}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{кр}}}\right)^2}},$$

де λ_0 — довжина хвилі у вільному просторі; $\lambda_{кр}$ — критична довжина хвилі у квадратному хвилеводі.

За допомогою теорії мікрохвильових кіл [2; 27] загальна хвильова матриця чотириполюсника визначається виразом

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

Визначимо елементи загальної матриці розсіювання через елементи матриці передачі:

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

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

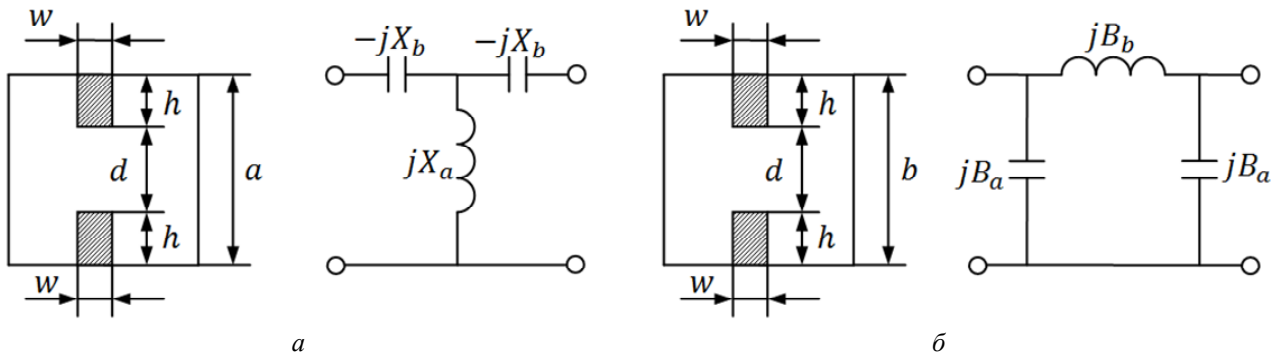


Рис. 3. Еквівалентна схема для індуктивної та ємнісної діафрагм

Для індуктивної діафрагми реактивні опори еквівалентної схеми (рис. 3, а) визначаються виразами [28]:

$$X_a = \frac{2a}{\lambda_{xb}} \left(\frac{a}{\pi D_1} \right)^2;$$

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

де

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

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

де a — розмір великої стінки хвилеводу; w — товщина діафрагми; h — висота діафрагми.

Для розрахунку параметрів хвильової матриці передачі такої схеми використовують формули

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

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

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

Визначимо елементи матриці розсіювання через T -матрицю:

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

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

Для врахування товщини діафрагм використаємо більш складні T - і Π -подібні еквівалентні схеми заміщення для кожної ємнісної (рис. 3, а) та індуктивної діафрагм (рис. 3, б).

$$T = \frac{1 + TT}{T}.$$

Для ємнісної діафрагми реактивні провідності еквівалентної схеми (рис. 3, б) визначаються виразами [28]:

$$B_a = B_1 + \frac{b}{d} \operatorname{tg} \left(\frac{\pi w}{\lambda_g} \right); \quad B_b = \frac{b}{d} \operatorname{csc} \left(\frac{2\pi w}{\lambda_{\text{оа}}} \right),$$

де

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

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

де a — розмір великої стінки хвилеводу; w — товщина діафрагми; h — висота діафрагми.

Для розрахунку параметрів хвильової матриці передачі такої схеми використовують формули

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

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

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

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

У результаті загальні еквівалентні схеми хвилеподібного поляризатора із індуктивними діафрагмами, що увімкнені паралельно представлена на рис. 4, а, а загальні еквівалентні схеми хвилеподібного поляризатора із ємнісними діафрагмами, що увімкнені паралельно представлена на рис. 4, б.

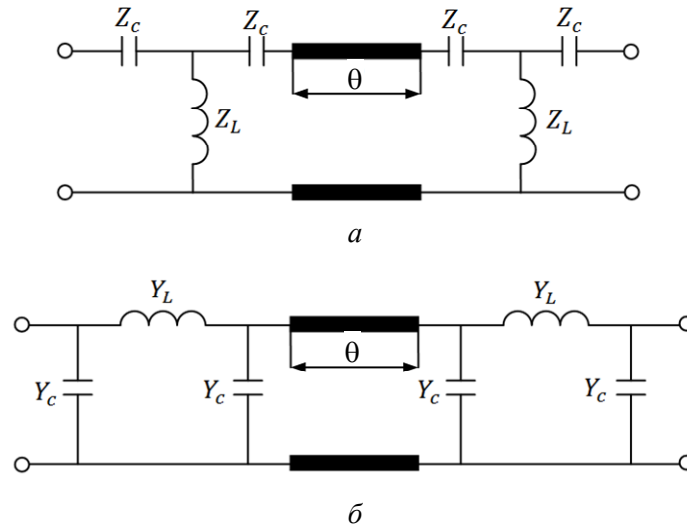


Рис. 4. Загальні еквівалентні схеми хвилеводу із двома реактивними елементами

Таким чином, були сформовані елементи загальної хвильової матриці розсіювання нашої математичної моделі, через які визначимо основні електромагнітні характеристики хвилеподібного поляризатора із діафрагмами.

До них належать: диференційний фазовий зсув, коефіцієнт стійкої хвилі за напругою (КСХН), коефіцієнт еліптичності, кросполяризаційна розв'язка (КПР).

Диференційний фазовий зсув на виході поляризатора визначається виразом

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

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

КСХН обчислюється за таким виразом:

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

Коефіцієнт еліптичності можна визначити за такою формулою:

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

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

Вираз для обчислення КПР буде такий:

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

Аналіз характеристик поляризатора за математичною моделлю

Дослідимо електромагнітні характеристики математичної моделі хвилеподібного поляризатора у Ku-діапазоні частот від 10,7 ГГц до 12,8 ГГц.

За допомогою нашої моделі, змінюючи висоту діафрагм h , здійснюємо досягнення необхідного диференційного фазового зсуву.

Для забезпечення заданого узгодження регулюємо відстань між діафрагмами. Ці зміни необхідно проводити на оптимальній товщині діафрагми. На цій частоті досягаємо оптимального узгодження із невеликим відхиленням диференційного фазового зсуву від 90° .

Основні електромагнітні характеристики поляризатора демонструють рис. 5–8. На рис. 5 бачимо, що максимальне відхилення диференційного фазового зсуву від 90° становить 7° .

Із рис. 7 та рис. 8 бачимо, що максимальне значення коефіцієнта еліптичності є 1Б5 дБ, а КПР є більшим за 21,5 дБ. Відповідно, розроблена математична модель поляризатора на основі квадратного хвилеводу із двома діафрагмами в Ku-діапазоні частот

10,7–12,8 ГГц забезпечує такі характеристики. КСХН горизонтальної та вертикальної поляризації є меншим за 2,15, диференційний

фазовий зсув лежить у межах $90^\circ \pm 7.0^\circ$, коефіцієнт еліптичності є меншим за 1,5 дБ, кросполяризаційна розв'язка є вищою за 21,5 дБ.

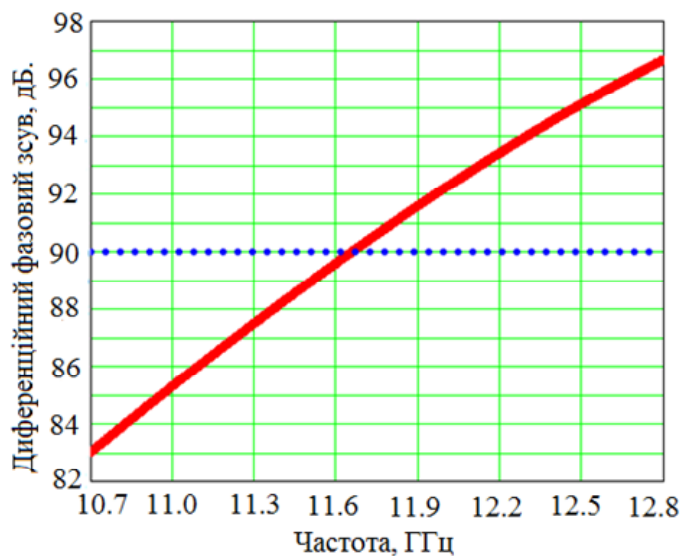


Рис. 5. Залежність диференційного фазового зсуву від частоти

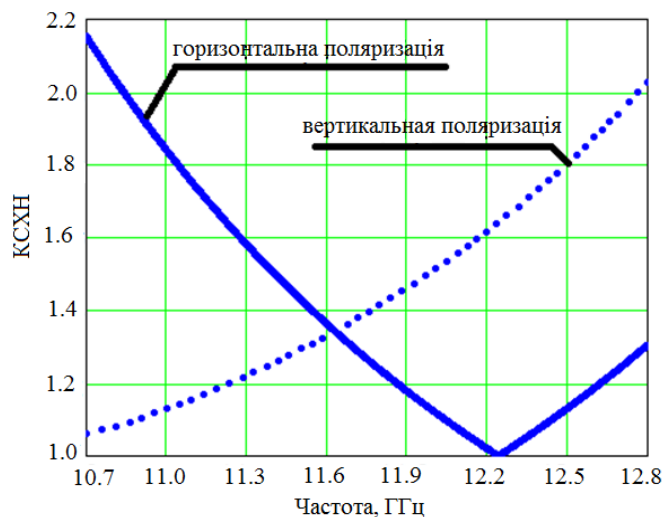


Рис. 6. Залежність VSWR від частоти

На рис. 6 бачимо, до максимальне значення КСВН для обох поляризацій є 2,15 на частоті 10,7 ГГц.

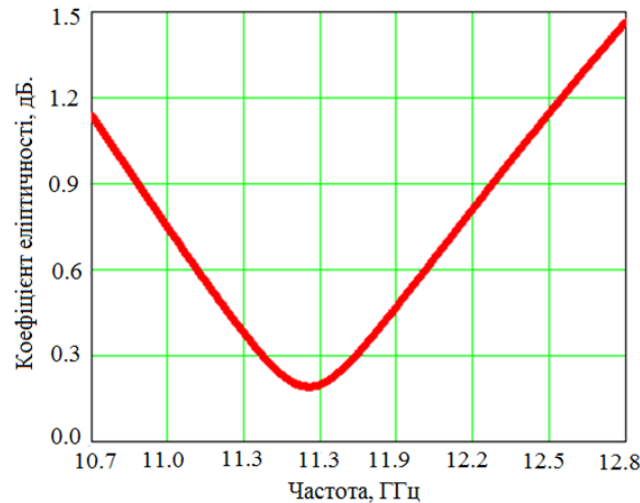


Рис. 7. Залежність коефіцієнта еліптичності від частоти

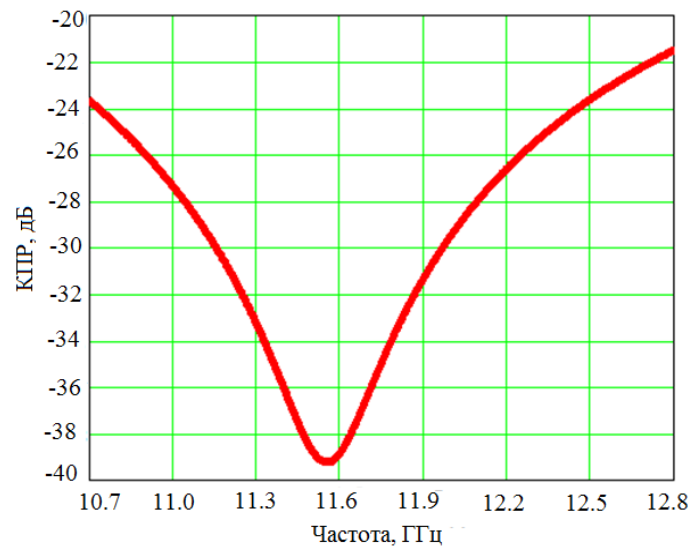


Рис. 8. Залежність КПР від частоти

Аналіз результатів оптимізації поляризатора

Оптимізація та моделювання поляризатора на основі квадратного хвилеводу із двома діафрагмами у Ku-діапазоні 10,7–12,8 ГГц були здійснені методом скінчених елементів.

На рис. 9 подана залежність диференційного фазового зсуву від частоти. Із рис. 9 бачимо, що максимальне відхилення диференційного фазового зсуву від 90° становить $4,2^\circ$ на частоті 11,6 ГГц.

Рис. 10 демонструє залежність КСВН від частоти для обох поляризацій. Із рис. 10 бачимо, що максимальна величина К СВН для обох поляризацій становить 3,26 на частоті 12,8 GHz.

Рис. 11 та 12 містять залежності коефіцієнта еліптичності та КПР від частоти.

Із рисунків бачимо, що максимальне значення коефіцієнта еліптичності є 1,43 дБ, а КПР є більшим за 21,7 дБ.

Таким чином, у межах робочого діапазону частот 10,7–12,8 ГГц оптимізований поляризатор на основі квадратного хвилеводу із двома діафрагмами забезпечує такі характеристики: КСХН для основних мод горизонтальної та вертикальної поляризації є меншим за 3,26, диференційний фазовий зсув знаходиться у межах $90^\circ \pm 4.2^\circ$, коефіцієнт еліптичності є меншим за 1,43 дБ, КПР є вищим за 21,7 дБ.

При цьому оптимізовані параметри хвилеподібного поляризатора із двома діафрагмами у Ku-діапазоні частот від 10,7 ГГц до 12,8 ГГц зведені у табл. 1.

У табл. 2 наведено порівняння оптимізованих характеристик поляризатора для аналітичного методу на основі розробленої математичної моделі та методу скінчених елементів.

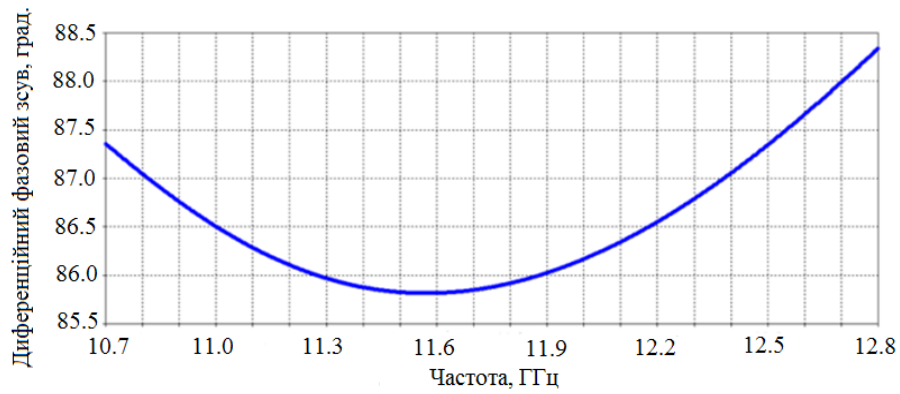


Рис. 9. Залежність диференційного фазового зсуву від частоти

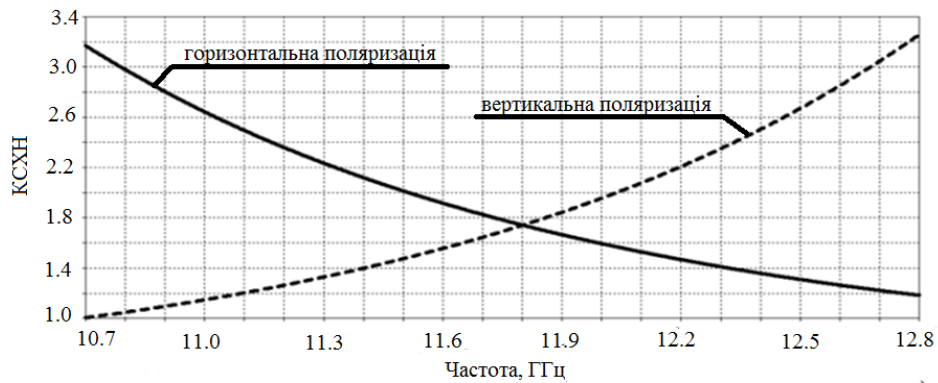


Рис. 10. Залежність КСВН від частоти для горизонтальної та вертикальної поляризації

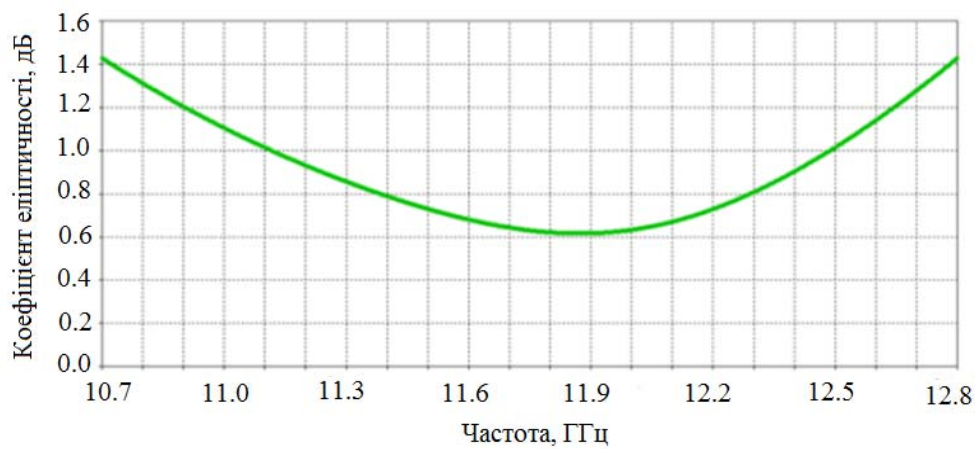


Рис. 11. Залежність коефіцієнта еліптичності від частоти

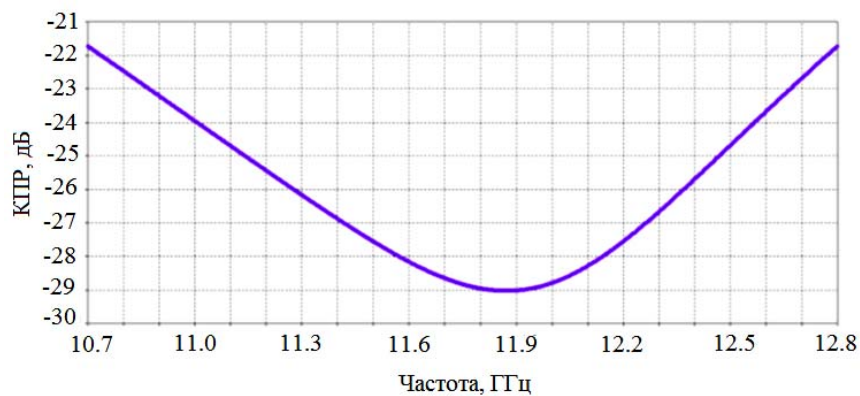


Рис. 12. Залежність КПР від частоти

Таблиця 1

Розміри оптимізованого хвилеподібного поляризатора із діафрагмами для Ku-діапазону для аналітичного методу та методу скінчених елементів

	Назва параметра	Аналітичний метод	Метод скінчених елементів
1	Розмір стінок квадратного хвилеводу	$a = 21,96$ мм	$a = 21,96$ мм
2	Висота діафрагм	$h = 2,42$ мм	$h = 3,57$ мм
3	Відстань між діафрагмами	$L = 8,2$ мм	$L = 4,34$ мм
4	Товщина всіх діафрагм	$w = 2,0$ мм	$w = 2,96$ мм

Таблиця 2

Оптимізовані характеристики аналітичного методу та методу скінчених елементів для хвилеподібного поляризатора із діафрагмами для Ku-діапазону

	Характеристика	Аналітичний метод	Метод скінчених елементів
1	Диференціальний фазовий зсув	$90^\circ \pm 7,0^\circ$	$90^\circ \pm 4,2^\circ$
2	КСВН	2,15	3,26
3	Коефіцієнт еліптичності	1,46 дБ	1,43 дБ
4	КПР	21,5 дБ	21,7 дБ

Невелику різницю у розмірах та характеристиках, що наведені у табл. 1 і 2, можна пояснити таким чином. Аналітичний метод та метод скінчених елементів використовували різні числові методи. Крім того, математична модель аналітичного методу не враховує всі вищі типи хвиль у хвилеводі. Оптимізована за допомогою створеної математичної моделі структура поляризатора має покращені характеристики узгодження за рахунок незначного збільшення відхилення диференційного фазового зсуву від необхідних 90° .

Висновки

Створено математичну модель поляризатора на основі квадратного хвилеводу із двома діафрагмами, яка враховує вплив параметрів конструкції на електромагнітні характеристики поляризатора. За допомогою зміни геометричних розмірів діафрагм модель дозволяє досягати оптимального узгодження в робочому діапазоні частот. Подана модель враховує вплив на основні характеристики поляризатора висот діафрагм, відстаней між ними та їх товщини. Таку модель можна використовувати для створення нових хвилеподібних поляризаційних пристроїв на основі різної кількості діафрагм.

У розробленій математичній моделі основні електромагнітні характеристики були визначені через елементи загальної хвильової матриці розсіювання.

Порівняно із методом скінчених елементів це дає можливість швидко аналізувати та оптимізувати характеристики поляризатора за рахунок зміни розмірів конструкції пристрою. Таке рішення забезпечує досягнення оптимальних характеристик узгодження при задовільному диференційному фазовому зсуву.

У майбутніх дослідженнях необхідно сфокусуватися на створенні аналітичної моделі, що

буде враховувати більшу кількість діафрагм у поляризаторі та більшу кількість хвиль вищих типів.

ЛІТЕРАТУРА

1. **Pozar D. M.** Microwave Engineering. Antennas: From Theory to Practice. Hoboken, New Jersey: John Wiley and Sons, 2012. 732 p.
2. **Gao S., Luo Q., Zhu F.** Circularly polarized Antennas Theory and Design. Chichester: John Wiley and Sons, 2014. 322 p.
3. **Sellal K., Talbi L., Denidni T., Lebel J.** A new substrate integrated waveguide phase shift. Proc. 2006 European Microwave Conference (UK, Manchester, 2006). 2006. Pp. 72–75. Doi.org/10.1109/EUMC.2006.281184 (eng).
4. **Bull J. D., Kato H., Jaeger N.A.F.** Asymmetrically strained ridge waveguide for passive polarization conversion. *IEEE Photonics Technology*. 2008. vol. 20. no. 24. Pp. 2186–2188. Doi.org/10.1109/LPT.2008.2007221 (eng).
5. **Virone G., Tascone R., Peverinin O. A., Orta R.** Optimum iris set concept for waveguide polarizers. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2007. vol. 17. no. 3. Pp. 202–204. Doi.org/10.1109/LMWC.2006.890474 (eng).
6. **Eleftheriades G. V., Omar A. S., Katehi L.P.B., Rebeiz G. M.** Some important properties of waveguide junction generalized scattering matrices in the context of the mode matching technique. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1994. vol. 42. no. 10. 1896–1903. Doi.org/10.1109/22.320771 (eng).
7. **Yu S. Y., Bornemann J.** Classical eigenvalue mode-spectrum analysis of multiple-ridged rectangular and circular waveguides for the design of narrowband waveguide components. *International Journal of Numerical Modeling*. 2009. Vol. 22. Pp. 395–410. Doi.org/10.1002/JNM.716 (eng).
8. **Piltyay S. I., Dubrovka F. F.** Eigenmodes analysis of sectoral coaxial ridged waveguides by transverse

field-matching technique. Part 1. Theory. *Visnyk NTUU KPI Seriya — Radiotekhnika Radioaparotobuduvannia*. 2013. Vol. 54. Pp. 13–23.

Doi.org/10.20535/RADAP.2013.54.13–23(eng).

9. **Dubrovka F.F.**, Piltyay S. I. Eigenmodes analysis of sectoral coaxial ridged waveguides by transverse field-matching technique. Part 2. Results. *Visnyk NTUU KPI Seriya — Radiotekhnika Radioaparotobuduvannia*. 2013. vol. 55. 13–23.

Doi.org/10.20535/RADAP.2013.55.13–23(eng).

10. **Sun W.**, Balanis C. A. MFIE analysis and design of ridged waveguides. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 1993. Vol. 41. no. 11. Pp. 1965–1971. Doi.org/10.1109/22.273423(eng).

11. **Serebryannikov A. E.**, Vasylychenko O. E., Schunemann K. Fast coupled-integral-equations-based analysis of azimuthally corrugated cavities. *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.* 2004. vol. 14. no 5. 240–242. Doi.org/10.1109/LMWC.2004.827833(eng).

12. **Piltyay S. I.** Numerically effective basis functions in integral equation technique for sectoral coaxial ridged waveguides. Proceedings of 14-th International Conference on *Mathematical Methods in Electromagnetic Theory (MMET*12)*. (Ukraine, Kyiv). 2012. Pp. 492–495. Doi.org/10.1109/MMET.2012.6331195(eng).

13. **Amari S.**, Bornemann J., Vahldieck R. Application of a coupled-integral-equations technique to ridged waveguides. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 1996. vol. 44. no. 12. Pp. 2256–2264.

Doi.org/10.1109/22.556454(eng).

14. **Tascone R.**, Savi P., Trinchenco D., Orta R. Scattering matrix approach for the design of microwave filter. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique*. 2000. vol. 48. no. 3. Pp. 423–430. Doi.org/10.1109/22.826842(eng).

15. **Amari S.** Synthesis of cross-coupled resonator filters using an analytical gradient-based optimization technique. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2000. Vol. 48. no. 9. Pp. 1559–1564. Doi.org/10.1109/22.869008(eng).

16. **Sanchez J. R.**, Bachiller C., Julia M., Nova B., Esteban H., Boria V. E. Microwave filter based on substrate integrated waveguide with alternating dielectric line sections. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2018. Vol. 28. no. 11. Pp. 990–992. Doi.org/10.1109/LMWC.2018.2871644(eng).

17. **Омельяненко М.Ю.**, Романенко Т.В. Волноводно-планарные полоско-пропускающие фильтры с широкой полосой заграждения. *Вісник НТУУ «КПІ» Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування*. 2020. V. 80. P. 5–13.

Doi.org/10.20535/RADAP.2020.80.5-13.

18. **Zheng S. Y.**, Chan W. S., Man K. F. Broadband phase shifter using loaded transmission line. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2010. Vol. 20. no. 9. Pp. 498–500.

Doi.org/10.1109/LMWC.2010.2050868(eng).

19. **Kulik D. Yu.**, Mospan L. P., Perov A. O., Kolmakova N. G. Compact-size polarization rotators on the basis of irises with rectangular slots. *Telecommun. Radio Eng.* 2016. Vol. 75. no. 1. Pp. 1–9. Doi: 10.1615/TelecomRadEng.v75.i1.10(eng).

20. **Lyu Y.-P.**, Zhu L., Cheng C.-H. Proposal and synthesis design of differential phase shifters with filtering function. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2017. vol. 65. no. 8. Pp. 2906–2917. Doi.org/10.1109/TMTT.2017.2673819(eng).

21. **Piltyay S.I.** High performance extended C-band 3.4-4.8 GHz dual circular polarization feed system. *XI IEEE International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT)*. Ukraine. Kyiv 2017. Pp. 284–287. Doi.org/10.1109/ICATT.2017.7972644(eng).

22. **Pollak A. W.**, Jones M. E. A compact quad-ridge orthogonal mode transducer with wide operational bandwidth IEEE *Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2018. vol. 17. no. 3. Pp. 422–425. Doi.org/10.1109/LAWP.2018.2793465(eng).

23. **Agnihotri I.**, Sharma S. K. Design of a compact 3D metal printed Ka-band waveguide polarizer. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2019. Vol. 18. no. 12. Pp. 2726–2730.

Doi.org/10.1109/LAWP.2019.2950312(eng).

24. **Mishra G.**, Sharma S. K., Chieh J.-C. A circular polarized feed horn with inbuilt polarizer for offset reflector antenna for W-band CubeSat applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2019. Vol. 67. no. 3. Pp. 1904–1909.

Doi.org/10.1109/TAP.2018.2886704(eng).

25. **Deutschmann B.**, A. F. Jacob Broadband septum polarizer with triangular common port. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2020. Vol. 68. no. 2. Pp. 693–700.

Doi.org/10.1109/TMTT.2019.2951138(eng).

26. **Dubrovka F. F.**, Piltyay S. I., Dubrovka R.R., Lytvyn M. M., Lytvyn S. M. Optimum septum polarizer design for various fractional bandwidths. *Radioelectron. Commun.Syst.* 2020. Vol. 63. no. 1. Pp. 15–23. Doi.org/10.3103/I07352720010021(eng).

27. **Collin R. E.** Foundations for microwave engineering. New Jersey: John Wiley and Sons, 2001. 945 p.

28. **Marcuvitz N.** Waveguide handbook. USA: Short Run Press Ltd., 1986. 446 p.

Булашенко А. В., Пільтяй С. І., Демченко І. В.

ОПТИМІЗАЦІЯ ПОЛЯРИЗАТОРА НА ОСНОВІ КВАДРАТНОГО ХВИЛЕВОДУ З ДІАФРАГМАМИ

Антенні системи із поляризаційною обробкою сигналів є ключовим елементом сучасних супутникових телекомунікаційних систем. У таких системах поляризаційну обробку здійснюють поляризаційні пристрої. Таким чином, розробка конструкцій нових поляризаторів, створення нових методів їх аналізу та оптимізації є важливими задачами. Поляризатори на основі хвилеводів із діафрагмами є найбільш ефективними та технологічними у виготовленні. Крім того, вони забезпечують широкі смуги пропускання.

Метою дослідження є оптимізація електромагнітних характеристик хвилеподібного поляризатора із діафрагмами. Для реалізації поставленої мети ставиться завдання створення нової математичної моделі, що дає можливість аналізувати вплив параметрів конструкції поляризатора на його електромагнітні характеристики. У роботі створено математичну модель хвилеподібного поляризатора із діафрагмами із використанням теорії мікрохвильових кіл. Розроблена нова аналітична модель такого поляризатора, що враховує товщину діафрагм за допомогою використання їх еквівалентних схем заміщення. Запропонована математична модель поляризатора ґрунтується на загальній хвильовій матриці розсіювання. Через елементи матриці були визначені основні характеристики хвилеподібного поляризатора.

Проведено оптимізацію характеристик поляризатора на основі квадратного хвилеводу із діафрагмами в Ку-діапазоні частот 10.7–12.8 ГГц. Подана математична модель такого поляризатора забезпечує врахування висот діафрагм, відстаней між ними та їх товщини.

Отримані результати показують, що запропонована модель є більш простою для розрахунку електромагнітних характеристик порівняно з методом скінчених елементів, який використовується для аналізу мікрохвильових пристроїв різного призначення.

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

Bulashenko A., Piltyay S., Demchenko I.

OPTIMIZATION OF A POLARIZER BASED ON A SQUARE WAVEGUIDE WITH IRISES

Antenna systems with polarization signal processing are key element of modern satellite telecommunications systems. In such systems polarization processing is performed by waveguide polarizers. Thus, the development of the design of new polarizers, the creation of new methods for their analysis and optimization are important problems. Waveguide polarizers with irises are the most efficient and technologically advanced in manufacturing. Moreover, they provide wide bandwidths.

Optimization of the electromagnetic characteristics of a waveguide polarizer with irises is the goal of the study. To achieve this purpose, we solve the problem to create a new mathematical model, which makes it possible to analyze the influence of the polarizer design parameters on its electromagnetic characteristics. In the investigation a model of a waveguide polarizer with irises was created using the theory of microwave circuits. A new analytical model of such a polarizer has been developed using a general wave scattering matrix.

The main characteristics of the waveguide polarizer were determined through the matrix elements. In this work the optimization of characteristics of a polarizer based on a square waveguide with irises has been carried out in Ku-band 10.7–12.8 GHz. The presented mathematical model of such a polarizer allows to take into account the heights of the irises, the distances between them and their thicknesses.

The results obtained show that the proposed model is simpler for calculation of the electromagnetic characteristics in comparison with the finite integration technique, which is used to analyze microwave devices for various purposes.

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

Булашенко А. В., Пільтяй С. І., Демченко І. В.

ОПТИМІЗАЦІЯ ПОЛЯРИЗАТОРА НА ОСНОВЕ КВАДРАТНОГО ВОЛНОВОДА С ДІАФРАГМАМИ

Антенные системы с поляризационной обработкой сигналов являются ключевым элементом современных спутниковых телекоммуникационных систем. В таких системах поляризационную обработку осуществляют поляризационные устройства. Таким образом, разработка конструкции новых поляризаторов, создание новых методов их анализа и оптимизация являются важными задачами. Поляризаторы на основе волноводов с диафрагмами являются наиболее эффективными и технологическими в изготовлении. Кроме того, они имеют широкие полосы пропускания. Оптимизация электромагнитных характеристик волноводного поляризатора с диафрагмами является целью исследования. Для осуществления поставленной цели ставиться задача создания новой математической модели, которая дает возможность анализировать влияние параметров конструкции

поляризатора на его электромагнитные характеристики. В ходе работы было создано модель волноводного поляризатора с диафрагмами с помощью теории микроволновых цепей. Разработано новую аналитическую модель такого поляризатора б используя общую волновую матрицу рассеивания. Через элементы матрицы были определены основные характеристики волноводного поляризатора.

В работе проведено оптимизацию характеристик поляризатора на основе квадратного волновода с диафрагмами в Ки-диапазоне частот 10,7–12,8 ГГц. Представленная математическая модель такого поляризатора обеспечивает учет высот диафрагм, расстояний между ними и их толщин.

Полученные результаты показывают, что предложенная модель является более простой для расчета электромагнитных характеристик по сравнению с методом конечных элементов, который применяется для анализа микроволновых устройств разного назначения.

Ключевые слова: поляризатор; волновод; диафрагма; матрица передачи; матрица рассеивания; дифференциальный фазовый сдвиг; коэффициент стоячей волны по напряжению; коэффициент эллиптичности; кроссполяризационная развязка.

Стаття надійшла до редакції 09.09.2020 р.

Прийнято до друку 30.09.2020 р.