

В. М. Почерняєв<sup>1</sup>, М. С. Магомедова<sup>2</sup>, Н. М. Сивкова<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Державний університет інтелектуальних технологій і зв'язку, Одеса, Україна

<sup>2</sup> Київський фаховий коледж зв'язку, Київ, Україна

## КОМУТАЦІЙНИЙ ФАЗООБЕРТАЧ НА ЧАСТКОВО ЗАПОВНЕНОМУ ДІЕЛЕКТРИКОМ ПРЯМОКУТНОМУ ХВИЛЕВОДІ

**Анотація.** У статті розроблені конструкції комутаційних фазообертачів на частково заповнених діелектриком прямокутних хвилеводах відбиваючого та прохідного типів. У роботі представлено еквівалентну схему резонансної діафрагми з включеною відкритою нелінійною структурою. Досліджено конструкцію комутаційного фазообертача відбиваючого типу з трьома резонансними діафрагмами з відкритою нелінійною структурою. Наведено співвідношення, що зв'язує кількість резонансних діафрагм із стрибками фази. Розраховано ступінчасте зчленування двох частково заповнених діелектриком прямокутних хвилеводів. Вибрані співвідношення розмірів частково заповнених діелектриком прямокутних хвилеводів дозволяють одержати однододові режими обох хвилеводів у широкому діапазоні хвиль. Наведено співвідношення нормованих провідностей резонансної діафрагми з її геометричними розмірами. Знайдено вираз для нормованої провідності діафрагми поблизу резонансу, як частотна функція рознаштування. В роботі досліджено конструкцію комутаційного фазообертача прохідного типу на щільному мості реалізованого на частково заповнених діелектриком прямокутних хвилеводах. Зазначено, що досліджуваний відбиваючий комутаційний фазообертач може бути використаний, як самостійний пристрій або як вузол у комутаційному фазообертачі прохідного типу з роздільними входом і виходом. Комутаційний фазообертач прохідного типу складається з щільного мосту на частково заповнених діелектриком прямокутних хвилеводах, кожен канал якого представляє відбиваючий фазообертач. У роботі дослідження щільного мосту проводиться комбінованим методом, що поєднує теорію електричних ланцюгів з розподіленими параметрами з розв'язанням електродинамічної задачі. Теорія електричних ланцюгів з розподіленими параметрами дає можливість спростити електродинамічну задачу розрахунку щільного мосту на частково заповнених діелектриком прямокутних хвилеводах і дозволяє провести аналіз та синтез пристрою. Розраховані частотні залежності щільного мосту щодо різних значень середньої частоти. Наведено порівняльний аналіз електричних параметрів комутаційного фазообертача відбиваючого і прохідного типів, як наприклад, коефіцієнт бігучої хвилі і фаза коефіцієнта передачі. Для щільного мосту на частково заповнених діелектриком прямокутних хвилеводах досліджено та наведено розрахункові залежності перехідного ослаблення між електрично ізольованими плечима і коефіцієнти передачі між електрично зв'язаними плечима. Зазначені параметри наведені для середньої частоти робочого діапазону залежно від відношення  $a/\lambda_0$ .

**Ключові слова:** комутаційний фазообертач відбиваючого типу, комутаційний фазообертач прохідного типу, частково заповнений діелектриком прямокутний хвилевід, відкрита нелінійна структура, щільний міст, діафрагма.

### Вступ

Комутаційні фазообертачі застосовуються в різних типах фазових антенних решіток (ФАР). Скануючі, активні та адаптивні ФАР і їх різновиди використовуються в радіолокаційній техніці наземного та морського базування та можуть застосовуватися в комбінованих телекомунікаційних системах НВЧ діапазону [1,2]. Вимога високої електричної міцності таких фазообертачів може бути забезпечена їх реалізацією на частково заповнених діелектриком прямокутних хвилеводах (ЧЗДПХ).

**Аналіз літературних джерел.** Сучасний розвиток ФАР різного застосування йде шляхом удосконалення діаграмоутворюючих схем, у складі яких застосовуються комутаційні фазообертачі. В роботі [3] показано застосування таких ФАР в авіаційній техніці, а в роботі [4] - для малогабаритних літальних апаратів. У роботі [5] досліджено ширококутне сканування, що досягається за допомогою ФАР у  $Ku$ -діапазоні для супутникового зв'язку. При цьому використовується різновид комутаційних фазообертачів. У роботі [6] розглянуто ФАР для діапазону 26 ГГц зі зміною кута випромінювання основної пелюстки діаграми спрямованості з використанням комутаційної схеми. У роботі

[7] показано розширення діапазону сканування ФАР за такою самою схемою.

**Метою роботи** є розробка конструкцій комутаційних фазообертачів на ЧЗДПХ відбиваючого та прохідного типів.

### Основна частина

Керуючим елементом комутаційного фазообертача є  $p$ - $i$ - $n$ -діод у вигляді відкритої нелінійної структури (ВНС), включеної в резонансну діафрагму. На рис.1 показана резонансна діафрагма з включеною ВНС. У знеструмленому стані щілина резонансної діафрагми пропускає електромагнітну енергію, тобто являється незамкнутою. При протіканні струму через ВНС електромагнітні хвилі відбиваються і така щілина являється замкнутою. Струм управління становить десятки ... сотні мА, розмір щілини резонансної діафрагми  $\sim a' \times d$ . На рис.1а позначено:  $a, b$  – широка та вузька стінки прямокутного хвилеводу;  $c, d$  – поперечні розміри ВНС, які збігаються з поперечними розмірами діелектричної пластини.

На рис. 1, б показано еквівалентну схему резонансної діафрагми з включеною ВНС, де:

$Y_d$  – нормована хвильова провідність ЧЗДПХ;  
 $\hat{y}$  – нормована хвильова провідність з ВНС.

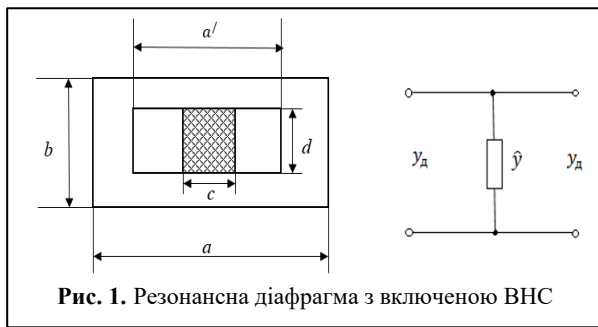


Рис. 1. Резонансна діафрагма з включеною ВНС

На рис. 2, а показаний загальний вигляд комутаційного фазообертача відбиваючого типу з трьома резонансними діафрагмами з ВНС, на рис. 2, б показаний вид зверху цього комутаційного фазообертача.

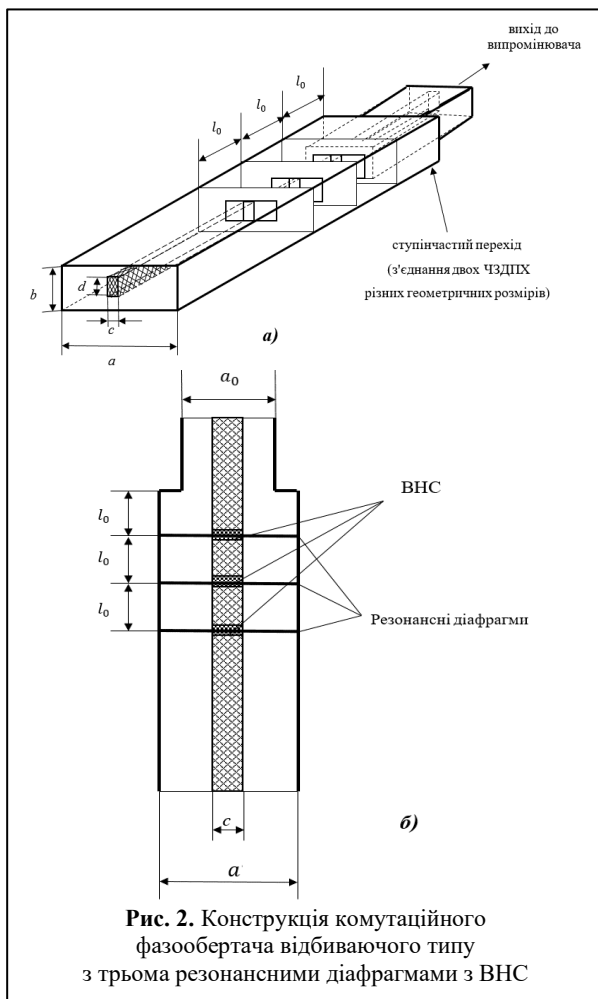


Рис. 2. Конструкція комутаційного фазообертача відбиваючого типу з трьома резонансними діафрагмами з ВНС

Кількість резонансних діафрагм  $m$  пов'язано з величиною стрибка фази  $\Delta\varphi$  співвідношенням:

$$m = \frac{2\pi}{\Delta\varphi} - 1. \tag{1}$$

Якщо необхідно мати  $\Delta\varphi = \pi/2$ , то це можна забезпечити трьома резонансними діафрагмами з ВНС, розташованими на відстані  $l_0 \sim \Lambda/4$  один від одного, де  $\Lambda$  – хвилеводна довжина основної хвилі ЧЗДПХ [8]. Комутований елемент є резонансною діафрагмою з включеною ВНС (рис. 1, а). Падаюча основна хвиля ЧЗДПХ відбивається від однієї з

діафрагм, замкненої струмом, що протікає через ВНС. Інші ВНС в інших діафрагмах знеструмлені. Якщо пропустити струм через наступну ВНС, а інші ВНС знеструмити, то фаза відбитої хвилі на відкритому кінці відрізка ЧЗДПХ зміниться, оскільки зміниться довжина шляху для основної хвилі ЧЗДПХ. Якщо необхідний фазообертач зі стрибком фази на  $\pi$ , то згідно з (1) це можна забезпечити реалізацією одного комутowanego елемента у фазообертачі.

Зазначимо, що до параметрів електрично керованого фазообертача висуваються такі вимоги:

- 1) потужність вихідного сигналу повинна змінюватися при перебудові фазообертача;
- 2) зміна фази вихідного сигналу при перебудові фазообертача має бути якомога більшою;
- 3) втрати потужності у фазообертачі повинні бути, як можна меншими.

У загальному випадку такий фазообертач являє собою пасивний НВЧ пристрій, що містить нелінійний опір і навантажує довільну лінію передачі з єдиним типом хвилі, що поширюється. При цьому обмеження фазообертача може бути зображено еквівалентною схемою, як на рис. 1, б.

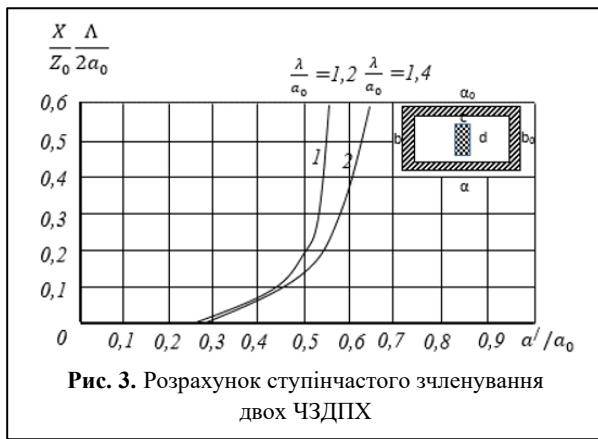
Зазначимо, що в діапазоні НВЧ застосовуються чотирьополісники з розподіленими параметрами. Аналіз ланцюгів з розподіленими параметрами дозволяє отримати для максимального за абсолютною величиною зсуву фази вираз:

$$\frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} tg \frac{\Delta\varphi}{4} \leq \Phi, \tag{2}$$

де  $|\Gamma|$  – модуль коефіцієнта відбиття,  $\Gamma = \frac{Z_{вх} - Z_0}{Z_{вх} + Z_0}$ ,  $Z_0$  – хвильовий опір лінії передачі;  $\Phi$  – функція, що характеризує фазоутворювальну здатність керованого елемента.

Формула (2) визначає гранично допустимі значення параметрів  $|\Gamma|$  та  $|\Delta\varphi|$  фазообертача. З формули (2) слід зазначити, що ці параметри пов'язані з зворотною залежністю, тобто одне їх може бути збільшено лише рахунок зменшення іншого. Величина  $\Phi$ , характеризує фазоутворюючу здатність керованого елемента та являється величиною «якості» даного елемента. Як впливає з (2), досягнуті параметри фазообертача залежать тільки від властивостей керованого елемента, але не залежать від хвильового опору лінії передачі, навантаженням якої є фазообертач. Однак, використання ВНС у резонансній діафрагмі, що включена до ЧЗДПХ, дозволяє розширити гранично допустимі значення  $|\Gamma|$  та  $|\Delta\varphi|$ . Тим більше, що використання ЧЗДПХ для регулювання (підналаштування) різних параметрів набагато гнучкіше, ніж «гра» з товщиною загальної стінки щілинного мосту, як пропонується у роботі [9].

Розрахунок ступінчастого зчленування двох ЧЗДПХ представлений на рис. 3, де  $X$  – реактивний опір плоско-поперечного стику двох ЧЗДПХ;  $Z_0$  – хвильовий опір ЧЗДПХ розмірами  $a \times b$ ;  $Z'_0, \Lambda'_0$  – хвильовий опір та довжина хвилі ЧЗДПХ розмірами  $a_0 \times b_0$ . На рис. 3 крива 1 побудована для  $\frac{\lambda}{a_0} = 1,2$ , а крива 2 –  $\frac{\lambda}{a_0} = 1,4$ .



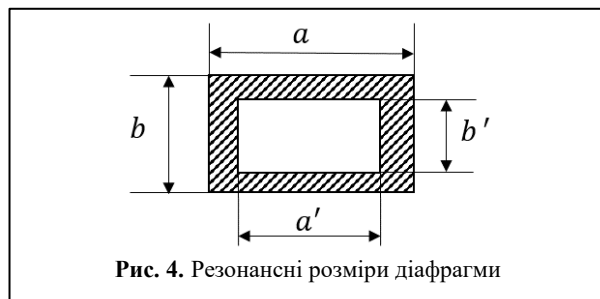
Вибрані співвідношення розмірів ЧЗДПХ дозволяють отримати одномодові режими роботи обох хвильоводів у широкому діапазоні хвиль. Докладніше розрахунок ступінчастих переходів на ЧЗДПХ викладено у роботі [8].

Геометричні та частотні співвідношення для розрахунку обрані так, що в широкому хвильоводі  $a \times b$  може поширюватися основна хвиля квазі- $H_{10}$  і у вузькому хвильоводі  $a_0 \times b_0$  одна хвиля квазі- $H_{10}$ , що розповсюджується.

Нормована реактивна провідність поблизу резонансу визначається за формулою:

$$\hat{b} = \hat{b}_{c0} \left( \frac{A_0}{\lambda} - \frac{\lambda}{A_0} \right), \quad (3)$$

де  $\hat{b}_{c0}$  - ємнісна провідність, яка обчислюється так, начебто  $a' = a$  для резонансної довжини хвилі  $\lambda_0$ .



Резонансні розміри діафрагми (рис. 4) визначаються із співвідношення:

$$\frac{a}{b} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2} = \frac{a'}{b'} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a'}\right)^2}. \quad (4)$$

Знайдемо провідність діафрагми поблизу резонансу, як функцію частотного рознаштування:

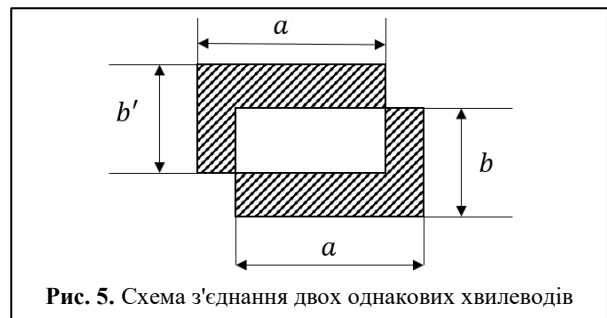
$$\hat{b} = \frac{d\hat{b}}{d\lambda} \Big|_0 \Delta\lambda = \frac{d\hat{b}}{d\lambda} \Big|_0 \cdot \frac{d\lambda}{d\lambda_0} \Delta\lambda_0$$

З (3) маємо:  $\frac{d\hat{b}}{d\lambda} = \hat{b}_{c0} \left( -\frac{A_0}{\lambda^2} - \frac{1}{A_0} \right)_0 = -\hat{b}_{c0} \frac{2}{A_0}$ . Далі знаходимо:

$$\frac{d\hat{b}}{d\lambda} \Big|_0 = \frac{1}{\left[ \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2} \right]^3} = \left( \frac{A_0}{\lambda_0} \right)^3. \quad (5)$$

Отже, з формули (5) маємо:

$$\hat{b} = \hat{b}_{c0} \left( \frac{A_0}{\lambda_0} \right)^2 \left( -\frac{2\Delta\lambda}{\lambda_0} \right). \quad (6)$$



Еквівалентні схеми, подібні до діафрагм, мають з'єднання абсолютно однакових хвильоводів, в яких одна частина зміщена щодо іншої (рис.5). Зсуви, як і діафрагми, можуть мати ємнісний, індуктивний та резонансний характер і використовуються замість діафрагм, особливо у міліметровому діапазоні хвиль. Але вони можуть виникати і мимоволі при поєднанні окремих секцій хвильоводів до загального антено-фідерного тракту. Такі зміщені з'єднання на ЧЗДПХ досліджено у роботі [8].

Досліджуваний відбиваючий комутаційний фазообертач може бути використаний, як самостійний пристрій або, як вузол в комутаційному фазообертачі прохідного типу з роздільними входом і виходом. Комутаційний фазообертач прохідного типу складається з щільного мосту на ЧЗДПХ, кожен канал якого представляє відбиваючий фазообертач (рис. 2). Загальний вигляд конструкції такого комутаційного фазообертача представлений на рис. 6, а, а вид зверху – на рис.6, б. На рис. 6 показані роздільні вхід та вихід такого фазообертача. У разі розташування резонансних діафрагм з ВНС на рівних відстанях  $l_0$  один від одного найменша величина стрибка фази визначається за формулою:

$$\Delta\varphi = 2K\beta l_0,$$

де  $l_0$  – відстань між діафрагмами;  $\beta$  – фазова постійна ЧЗДПХ [8];  $K$  – параметр «якості» ВНС. Величина  $K$  визначається наступним чином:

$$K = \frac{y'_{min}}{y'_{max}},$$

де  $y'$  – активна частина провідності  $\hat{y}$ , яка під впливом керуючого напруження змінюється від  $y'_{min}$  до  $y'_{max}$ . Зазначимо, що до особливостей розрахунку комутаційного фазообертача прохідного типу, на відміну від комутаційного фазообертача відбиваючого типу, відноситься облік особливостей розрахунку щільного мосту на ЧЗДПХ.

Відомо, що хвильоводний щільний міст набув у техніці НВЧ широкого поширення. Проте на сьогодні відсутні інженерні методи аналізу та синтезу щільного мосту на ЧЗДПХ.

У цій роботі дослідження мосту проводиться комбінованим методом, що поєднує теорію електричних ланцюгів із розв'язанням електродинамічної задачі. Теорія електричних ланцюгів дає можливість спростити електродинамічну задачу розрахунку щільного мосту на ЧЗДПХ та дозволяє провести аналіз та синтез пристрою.

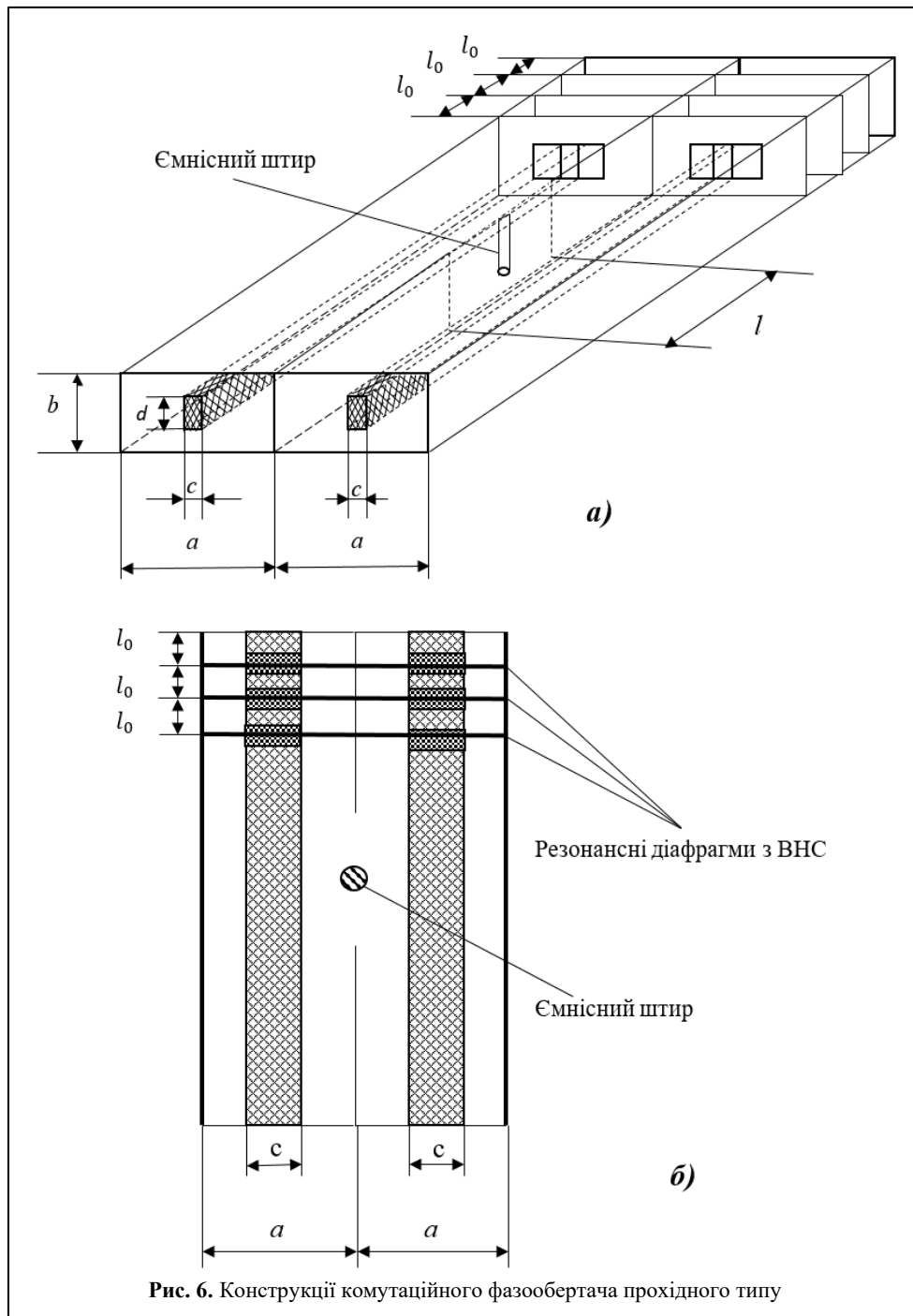


Рис. 6. Конструкції комутаційного фазообертача прохідного типу

Щілинний міст на ЧЗДПХ являє собою пристрій, утворений двома ЧЗДПХ у загальній вузькій стінці яких знаходиться вікно зв'язку. Вихідні хвилеводи, що мають ширину і допускають поширення тільки основної хвилі квазі- $H_{10}$ , характеризуються хвильовим опором  $Z_1$ , а також довжиною хвилі в хвилеводі  $\Lambda_1$ . Вікно зв'язку утворює загальний хвилевод шириною  $2a$ , в якому поряд із хвилею квазі- $H_{10}$  може поширюватися хвиля квазі- $H_{20}$ . Хвильовий опір цього хвилеводу для хвилі квазі- $H_{10}$  дорівнює  $Z'_1$ , а хвилі квазі- $H_{20}$  –  $Z_2 = Z_1/2$ .

Довжини хвиль у хвилеводі відповідно рівні:

$$\Lambda_1 = \lambda / \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_{\text{кр}H_{10}})^2},$$

$$\Lambda_2 = \lambda / \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_{\text{кр}H_{20}})^2},$$

де  $\lambda_{\text{кр}H_{10}}$ ,  $\lambda_{\text{кр}H_{20}}$  – критичні довжини хвиль квазі- $H_{10}$  та квазі- $H_{20}$  відповідно.

Залежно від способу узгодження у загальному хвилеводі розміщуються різні реактивні узгоджувальні елементи у вигляді ємнісних або індуктивних штирів, провідність яких дорівнює  $jB$ . При збудженні щілинного моста з боку плеча 1 у загальному хвилеводі, поряд з хвилею квазі- $H_{10}$  виникає хвиля квазі- $H_{20}$ . Зважаючи на наявність узгоджувальних елементів, відбивання у плечі 1 не виникають, і тому потужності, що переносяться кожною хвилею, виявляються однаковими. У перерізі загального хвиле-

воду, що примикає до хвилеводу плеча 1, електричні поля хвиль квазі- $H_{10}$  та квазі- $H_{20}$  мають однакові фази, а в перерізі, що примикає до хвилеводу плеча 2 - знаходяться у протифазі. Тому плече 2 не збуджується і виявляється електрично розв'язаним від плеча 1. Аналогічно, плечі 3 і 4 також виявляються електрично розв'язаними.

Хвилі квазі- $H_{10}$  та квазі- $H_{20}$  поширюються у загальному хвилеводі з різними фазовими швидкостями і збуджують у хвилеводах плечей 3 і 4 електричні поля, однакові за амплітудою, фазовий кут між якими визначається зсувом фаз між хвилями квазі- $H_{10}$  та квазі- $H_{20}$  на виході загального хвилеводу, тобто довжиною загального хвилеводу. Якщо цю довжину вибрати таким чином (з урахуванням впливу узгоджувальних елементів), щоб різниця фаз між полями складала  $\pm 90^\circ$ , то результуючі поля хвилеводів плечей 3 і 4 виявляються однаковими. Вибираючи належним чином величину різниці фаз між полями, можемо отримати міст із будь-яким за величиною коефіцієнтом розподілу.

Коефіцієнт розподілу мосту  $k_0$  на середній частоті  $f_0$  визначається формулою (7):

$$k_0 = P_4/P_3 = tg^2[(\varphi_1 - \varphi_2)/2], \quad (7)$$

де  $P_3$  та  $P_4$  - потужності, що виникли в плечах 3 і 4 при збудженні щілинного моста з боку плеча 1;  $\varphi_1$  - фазовий кут  $i$ -го свого значення матриці розсіювання мосту.

Баланс моста здійснюється за допомогою одного реактивного елемента, розташованого в центрі загального широкого хвилеводу.

Наближена формула визначення на середній частоті нормованої величини реактивної провідності узгоджувального елемента, що забезпечує баланс моста, записується в наступному вигляді:

$$b = -\frac{2k(k^2 - 4)tg \frac{\pi l}{\Lambda_1}}{k^2 + 4tg^2 \frac{\pi l}{\Lambda_1}}. \quad (8)$$

де  $b = B/Y_1$ ,  $Y_1 = 1/Z_1$ ,  $k = Z_2/Z_1$ ,  $l$  - довжина отвору зв'язку.

Довжина отвору зв'язку знаходиться як

$$l = \frac{1}{4} \left( \frac{1}{\Lambda_1} - \frac{1}{\Lambda_2} \right)^{-1}.$$

За допомогою узгоджувального елемента можна отримати баланс щілинного мосту для будь-якої довжини  $l$  загального хвилеводу. Провідність узгоджувального елемента має індуктивний характер при  $0 < \theta_1 < \frac{\pi}{2}$  і ємнісний при  $\frac{\pi}{2} < \theta_1 < \pi$ . Розмір  $\theta_1$  визначається так:

$$\theta_1 = \frac{2\pi l}{\Lambda_1}.$$

Зокрема, коли  $\theta_1 = \pi/2$ , то  $b = 0$ .

Електричні параметри комутаційних фазообертачів, і зокрема щілинного мосту, знаходимо за формулами:

а) коефіцієнт бігучої хвилі на вхідному плечі:

$$\text{КБХ} = (1 - |\Gamma|)/(1 + |\Gamma|),$$

б) перехідне ослаблення між електрично ізолюваними плечима:

$$|C|^2 = 10 \lg \frac{1}{|C|^2},$$

в) коефіцієнти передачі між електрично зв'язаними плечима:

$$|D|^2 = 10 \lg \frac{1}{|D|^2},$$

г) фаза коефіцієнта передачі:

$$\varphi = \arg D.$$

При розрахунку частотна залежність ємнісного елемента приймається рівною  $b = b_0(\Lambda^2/\lambda^2)$ . Великою  $D$  позначений також коефіцієнт передачі комутаційного фазообертача відбиваючого типу.

Частотні залежності щілинного мосту розраховані до різних значень середньої частоти. Визначалася відносна смуга  $2\Delta f/f_0$ , в якій коефіцієнти передачі  $|D|^2$  відрізнялися від номінального значення не більше, ніж на  $\pm 0,5$  дБ. Далі були значення фази коефіцієнта передачі, перехідне ослаблення між електрично ізолюваними плечима  $|C|^2$  та коефіцієнта бігучої хвилі (КБХ). Зазначені параметри на середній частоті залежно від  $a/\lambda_0$ , наведені на рис.7, де криві 1 відносяться до фазообертача відбиваючого типу, а криві 2 - фазообертача прохідного типу.

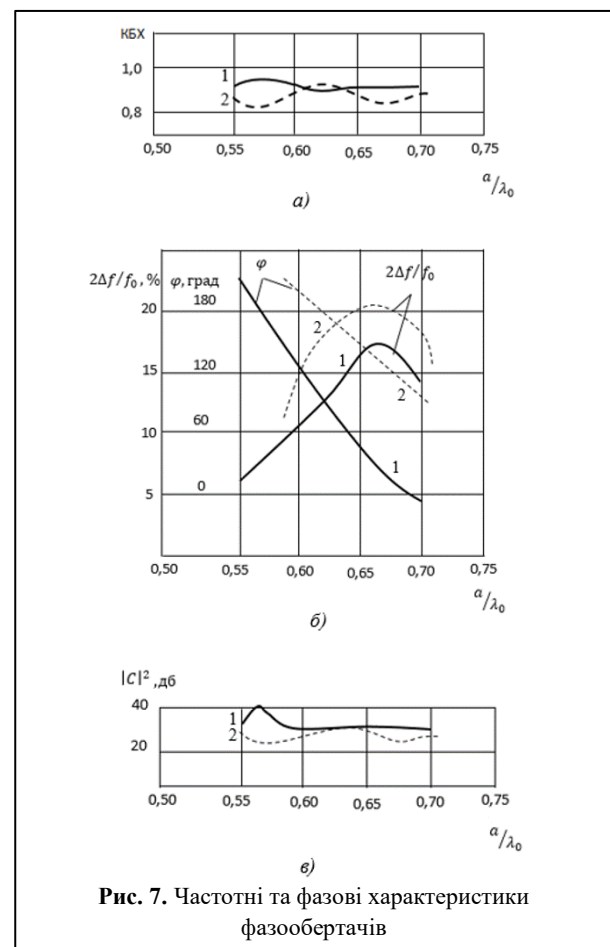


Рис. 7. Частотні та фазові характеристики фазообертачів

Порівнюючи відповідні криві, можна відзначити, що фазообертач прохідного типу на щільному мосту з узгоджувачем реактивним елементом в отворі зв'язку має більш високі частотні характеристики, ніж фазообертач відбиваючого типу.

### Висновки

На закінчення відзначимо, що конструктивно фазообертач прохідного типу є більш складним

пристроєм, ніж фазообертач відбиваючого типу. Вибір конкретного типу комутаційного фазообертача на ЧЗДПХ здійснюється у процесі проектування конкретної конструкції ФАР.

У фазообертача прохідного типу на середній частоті швидше змінюються частотні характеристики зі зміною  $a/\lambda_0$  в порівнянні з аналогічними характеристиками фазообертача відбиваючого типу.

### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Патент №112217 Україна. С2. Мобільна цифрова тропосферно-радіорелейна станція / Почерняєв В.М., Повхліб В.С.; заявл. 12.09.2014; опубл. 10.08.2016 // Бюл.№ 15.
2. Патент №120288 Україна. Мобільна цифрова тропосферно-радіорелейна станція / Почерняєв В.М., Повхліб В.С., Зайченко В.В.; заявл. 29.08.2017; опубл. 11.11.2019 // Бюл.№ 21.
3. Sudhakar Rao. Phased Array Antennas For Aircraft Applications/ Sudhakar Rao, Ameesh Pandya, Calen Ostrout// IEEE Indian Conference on Antennas and Propagation (InCAP), 2018.
4. Sergei Maltsev. Technique for Tuning a Phased Array Antenna of Airborne Radars of Small-Sized Aircrafts /Sergei Maltsev, Mykola Shcherbakov, Oleh Voitovych, Ganna Veselovska-Maiboroda, Sergei Labazov, Anna Linkova//IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW),2020.
5. Kamil Yavuz Kapusuz. Low-profile scalable phased array antenna at Ku-band for mobile satellite communications/Kamil Yavuz Kapusuz, Yakup Şen, Metehan Bulut, İlter Karadede, Uğur Oğuz// IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (PAST), 2016.
6. Y.C. Mark Tan. 64-Elements mmWave Detachable Phased Array Antenna for 5G 26GHz Band/Y.C. Mark Tan; NG Guan Hong// IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting, 2020.
7. Enrico Tolin. Phase Shifters Design for Scan Range Extension of Rotman Lens Beamforming Based Antenna Arrays/ Enrico Tolin, Francesca Vipiana, Oliver Litschke, Simona Bruni// IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, 2018.
8. Почерняєв В.М. Устройства на частично заполненных диэлектриком волноводах / В.М. Почерняєв. – Киев: УкрНИПСК, 2000. – 224с.
9. Лозяной В.И. Расчет фазовращателя на основе щелевого моста / Лозяной В.И., Прохода И.Г., Прудкий В.П., Рябчий В.Д. //Радиотехника, 1983, №2, С.95-96 (Изв. высш. учебн. заведений)

Received (Надійшла) 15.12.2022

Accepted for publication (Прийнята до друку) 22.02.2023

### A switching phase shifter on a rectangular waveguide partially filled by dielectric

V. Pochernyaev, M. Mahomedova, N. Syvkova

**Annotation.** In the article, designs of switching phase shifters of reflective and pass-through types based on rectangular waveguides partially filled by dielectric are developed. The paper presents an equivalent circuit of a resonant diaphragm with an open nonlinear structure included. The design of a reflective type switching phase shifter with three resonant diaphragms with an open nonlinear structure has been studied. A relation is given that connects the number of resonant diaphragms with phase jumps. A stepped junction of two rectangular waveguides partially filled by dielectric is calculated. The selected ratios of the dimensions of rectangular waveguides partially filled by dielectric make it possible to obtain single-mode operation of both waveguides in a wide range of waves. The ratios of the normalized conductivities of the resonant diaphragm with its geometric dimensions are given. An expression is found for the normalized conductivity of the diaphragm near the resonance as a function of the frequency detuning. In this article, the design of a switching phase shifter of the pass-through type on a slot bridge implemented on rectangular waveguides partially filled by dielectric is studied. It is noted that the studied reflective switching phase shifter can be used as an independent device or as a node in a switching phase shifter of the pass-through type with separate input and output. The switching phase shifter of the pass-through type consists of a slotted bridge on rectangular waveguides partially filled by dielectric, each channel of which is a reflective phase shifter. In this paper, the study of the slotted bridge is carried out by a combined method that combines the theory of electrical circuits with distributed parameters with the solution of an electrodynamic problem. The theory of electrical circuits with distributed parameters makes it possible to simplify the electrodynamic problem of calculating a slotted bridge on rectangular waveguides partially filled by dielectric and allows analysis and synthesis of the device. The frequency dependences of the slotted bridge are calculated for different values of the average frequency. A comparative analysis of the electrical parameters of the switching phase shifter of the reflective and through-type types, such as the coefficient of the traveling wave and the phase of the transmission coefficient is given. For a slotted bridge on rectangular waveguides partially filled with a dielectric, the calculated dependences of the transient attenuation between electrically isolated arms and the transfer coefficients between electrically connected arms are investigated and presented. The specified parameters are given for the average frequency of the operating range, depending on the ratio  $a/\lambda_0$ .

**Keywords:** switching phase shifter of reflective type, switching phase shifter pass-through type, rectangular waveguide partially filled by dielectric, open nonlinear structure, slotted bridge, resonant diaphragm.