

ТЕХНІКА ТА ПРИСТРОЇ НВЧ ДІАПАЗОНУ

УДК 621.372.828

ДІПЛЕКСЕРИ САНТИМЕТРОВОГО ТА МІЛІМЕТРОВОГО ДІАПАЗОНІВ ДОВЖИН ХВИЛЬ НА ОСНОВІ ПОЗДОВЖНІХ ІНДУКТИВНИХ ДІАФРАГМ

Єжов О.В., Омеляненко М.Ю., Турєєва О.В.

Представлено нову конструкцію хвилеводного діплексера з плечима, розташованими в  $H$ -площині, та  $E$ -площинними фільтрами. Розроблено програму електродинамічного аналізу, синтезу та оптимізації розмірів діплексера.

**Вступ**

Бурхливий розвиток техніки сантиметрового та міліметрового діапазонів довжин хвиль спонукає до створення малогабаритних високотехнологічних додатків для масового виробництва вузлів відповідної апаратури з характеристиками, що відповідають сучасному рівню вимог до них. В роботі розглянута нова конструкція хвилеводного  $H$ -площинного діплексера з хвилеводно-планарними інтегральними фільтрами в  $E$ -площині (рис.1). Описані в літературі діплексери з  $T$ -з'єднаннями [1-3] мають значні габарити та складну конструкцію, а  $E$ -площинні діплексери [2] не дозволяють незалежно змінювати смуги пропускання фільтрів, бо фільтри в обох плечах виконані на єдиній пластині. Запропонована конструкція розташована в  $H$ -площині, але плечі діплексера мають спільну вузьку стінку, що значно зменшує розміри та спрощує технологію виготовлення пристрою. Завдяки простоті та використанню інтегральних хвилеводно-планарних фільтрів конструкція відповідає сучасному рівню з точки зору як електричних, так і масо-габаритних та технологічних показників. Оскільки метало-діелектричні хвилеводно-планарні фільтруючі структури внаслідок наявності діелектрика в місці найбільшої напруженості електричного поля мають більші втрати, ніж металеві структури, то для фільтрації в даній конструкції використовуються фільтри саме на металевих індуктивних поздовжніх діафрагмах в прямокутному хвилеводі.

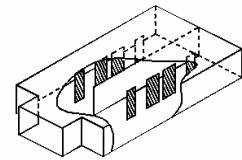


Рис. 1.

**Теоретичні викладки**

Діплексер (рис.2а) складається з вхідного плеча 1, вихідних плечей 2 і 3, в яких на відстанях  $d_1$  та  $d_2$  від краю перегородки 6 розташовані фільтри на індуктивних смужках (відповідно 4 і 5), та надрозмірної області 7. З метою аналізу конструкцію було розбито на базові блоки: з'єднання хвилеводів різної ширини (стрибок ширини в  $H$ -площині); відрізок

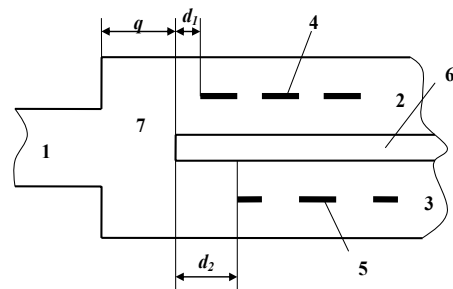


Рис. 2а

регулярного прямокутного хвилеводу; розгалуження хвилеводу в  $H$ -площині; металева смужка в прямокутному хвилеводі.

На рис.2б представлена еквівалентна схема дуплекера, що складається з матриці з'єднання хвилеводів в  $H$ -площині  $S_1$ , відрізка хвилеводу надрозмірної ширини довжини  $q$ , матриці розгалуження хвилеводу  $S_2$ , відрізків хвилеводів  $d_1$  і  $d_2$ , матриць фільтрів  $S_{f1}$  і  $S_{f2}$ , що складаються, в свою чергу, з матриць розсіювання індуктивних діафрагм в прямокутному хвилеводі  $S_i'$  і  $S_i''$ , розділених відрізками хвилеводів довжинами  $l_i'$ ,  $l_i''$  відповідно. Розглянемо процес пошуку матриць розсіювання базових блоків.

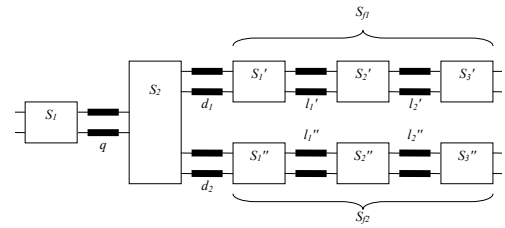


Рис.2б

1. *Неоднорідність у вигляді з'єднання хвилеводів різної ширини.* При падінні хвилі  $H_{10}$  на таку неоднорідність з боку області I (рис.3) електричне та магнітне поля в областях до і після неоднорідності можна записати як:

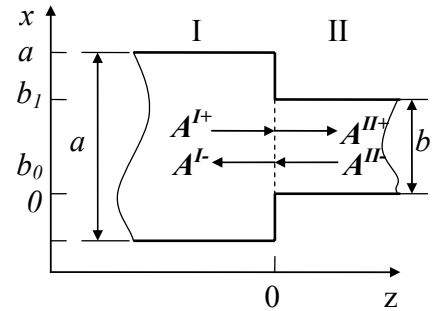


Рис.3. Неоднорідність в прямокутному хвилеводі – стрибок ширини хвилеводу

$$E_y^{(v)} = \sum_{m=1}^{\infty} A_m^{v+} Q_m^v(x) e^{-i\beta_m^v z} + \sum_{m=1}^{\infty} A_m^{v-} Q_m^v(x) e^{i\beta_m^v z}, \quad (1)$$

$$H_x^{(v)} = -\sum_{m=1}^{\infty} A_m^{v+} \frac{Q_m^v(x)}{Z_m^v} e^{-i\beta_m^v z} + \sum_{m=1}^{\infty} A_m^{v-} \frac{Q_m^v(x)}{Z_m^v} e^{i\beta_m^v z}, \quad (2)$$

де індекс  $v=I, II$  вказує належність величини до області I або II, відповідно;  $A_m^{v+}$ ,  $A_m^{v-}$  – амплітуди падаючої та відбитої хвиль  $m$ -ї моди;  $Q_m^v(x)$  – ортогональні нормовані власні функції;  $\beta_m^v$  – постійна розповсюдження  $m$ -ї моди;  $Z_m^v$  – хвильовий опір  $m$ -ї моди.

На межі областей ( $z=0$ ) поля мають бути рівні. Якщо при цьому помножити обидві частини (1) і (2) на  $Q_n^v(x)$  та інтегрувати по ширині хвилеводів, то, враховуючи ортогональність функцій  $Q_n^v(x)$ , отримуємо

$$A_n^{I+} + A_n^{I-} = \sum_{m=1}^{\infty} (A_m^{II+} + A_m^{II-}) \int_{b_0}^{b_1} Q_m^{II}(x) Q_n^I(x) dx, \quad \sum_{m=1}^{\infty} (A_m^{I+} + A_m^{I-}) \int_{b_0}^{b_1} Q_m^I(x) Q_n^{II}(x) dx = A_n^{II+} + A_n^{II-}.$$

Обмежуючись скінченною кількістю мод  $N_A$  в області I і  $N_B$  в області II, записуємо в матричному вигляді

$$\begin{cases} A^{I+} + A^{I-} = \mathcal{K}(A^{II+} + A^{II-}) \\ \mathcal{L}(-A^{I+} + A^{I-}) = -A^{II+} + A^{II-} \end{cases}, \quad (3)$$

де

$$\hat{N}_{n,m} = \int_{b_0}^{b_1} Q_m^{II}(x) Q_n^I(x) dx, \quad N=1 \dots N_A, \quad m=1 \dots N_B, \quad (4)$$

$$\hat{E}_{n,m} = \frac{Z_n^{II}}{Z_m^I} \int_{b_0}^{b_1} Q_m^I(x) Q_n^{II}(x) dx, \quad N=1 \dots N_B, \quad m=1 \dots N_A. \quad (5)$$

Перегрупувавши (3), отримуємо залежність амплітуд відбитих хвиль від падаючих, тобто коефіцієнти матриці розсіювання

$$\begin{cases} A^{I-} = \mathcal{C}(\hat{N}\hat{E} - \hat{E})A^{I+} + 2\mathcal{C}\hat{N}A^{II-} \\ A^{II+} = 2\hat{E}\hat{E}A^{I+} + \hat{E}(\hat{E} - \hat{N}\hat{E})A^{II-} \end{cases}$$

де  $\hat{E}$  – одинична матриця,  $\mathcal{C} = (\hat{E} + \hat{N}\hat{E})^{-1}$ ,  $\hat{E} = (\hat{E}\hat{N} + \hat{E})^{-1}$ .

Підставляючи в (4), (5) вирази для  $Q_n^V(x)$ , маємо

$$\hat{N}_{n,m} = \frac{2m}{b\pi\sqrt{ab}} \frac{1}{\left(\frac{n}{a}\right)^2 - \left(\frac{m}{b}\right)^2} \left[ \sin\left(\frac{n\pi b_1}{a}\right)(-1)^m - \sin\left(\frac{n\pi b_0}{a}\right) \right], \quad \hat{E}_{m,n} = \frac{\beta_n^A}{\beta_m^B} \hat{N}_{n,m}.$$

2. Матриця розсіювання розгалуження хвилеводу (рис.4) при збудженні хвилею  $H_{10}$ . Як і раніше, необхідно записати вирази для складових електромагнітного поля в трьох областях. У відповідності до рис.4 можна записати, враховуючи лише перші  $N_A$ ,  $N_{B1}$  і  $N_{B2}$  моди відповідно в областях I, II, III, умову рівності полів на границі  $z=0$ :

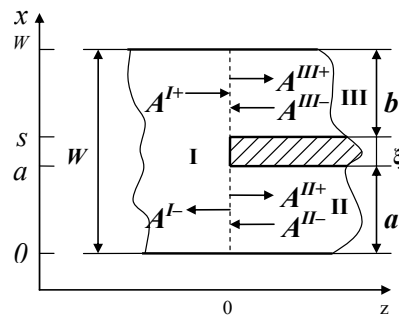


Рис.4 – Неоднорідність в прямокутному хвилеводі – розгалуження хвилеводу

для електричного поля:

$$\sum_{m=1}^{N_A} (A_m^{I+} + A_m^{I-}) Q_m^I(x) \text{ при } x \in [0; W] = \begin{cases} \sum_{m=1}^{N_{B1}} (A_m^{II+} + A_m^{II-}) Q_m^{II}(x) \text{ при } x \in [0; a] \\ 0 \text{ при } x \in [a; s] \\ \sum_{m=1}^{N_{B2}} (A_m^{III+} + A_m^{III-}) Q_m^{III}(x) \text{ при } x \in [s; W] \end{cases} \quad (6)$$

для магнітного поля:

$$\sum_{m=1}^{N_A} \frac{-A_m^{I+} + A_m^{I-}}{Z_m} Q_m^I(x) \text{ при } x \in [0; W] = \begin{cases} \sum_{m=1}^{N_{B1}} \frac{-A_m^{II+} + A_m^{II-}}{Z_{1m}} Q_m^{II}(x) \text{ при } x \in [0; a] \\ J_{\text{пов}} \text{ при } x \in [a; s] \\ \sum_{m=1}^{N_{B2}} \frac{-A_m^{III+} + A_m^{III-}}{Z_{2m}} Q_m^{III}(x) \text{ при } x \in [s; W] \end{cases} \quad (7)$$

Шляхом множення (6) на  $Q_n^I(x)$ , а (7) послідовно на  $Q_n^{II}(x)$  і  $Q_n^{III}(x)$  з подальшим інтегруванням отриманих виразів по ширині хвилеводів відпо-

відно I, II і III отримуємо систему матричних рівнянь:

$$\begin{cases} A^{I+} + A^{I-} = \mathcal{K}_1(A^{II+} + A^{II-}) + \mathcal{K}_2(A^{III+} + A^{III-}) \\ \mathcal{E}_1(-A^{I+} + A^{I-}) = -A^{II+} + A^{II-} \\ \mathcal{E}_2(-A^{I+} + A^{I-}) = -A^{III+} + A^{III-} \end{cases}, \quad (8)$$

де

$$\mathcal{K}_{1n,m} = \int_0^a Q_m^{II}(x) Q_n^I(x) dx, \quad N=1 \dots N_A, m=1 \dots N_{B1}, \quad (9)$$

$$\mathcal{K}_{2n,m} = \int_s^W Q_m^{III}(x) Q_n^I(x) dx, \quad N=1 \dots N_A, m=1 \dots N_{B2}, \quad (10)$$

$$\mathcal{E}_{1n,m} = \frac{Z_{1n}}{Z_m} \int_0^a Q_m^I(x) Q_n^{II}(x) dx, \quad N=1 \dots N_{B1}, m=1 \dots N_A, \quad (11)$$

$$\mathcal{E}_{2n,m} = \frac{Z_{2n}}{Z_m} \int_s^W Q_m^I(x) Q_n^{III}(x) dx, \quad N=1 \dots N_{B2}, m=1 \dots N_A. \quad (12)$$

Щоб знайти елементи матриці розсіювання, необхідно перетворити систему (8) до вигляду

$$\begin{cases} A^{I-} = S_{11}A^{I+} + S_{12}A^{II-} + S_{13}A^{III-} \\ A^{II+} = S_{21}A^{I+} + S_{22}A^{II-} + S_{23}A^{III-} \\ A^{III+} = S_{31}A^{I+} + S_{32}A^{II-} + S_{33}A^{III-} \end{cases} \quad (13)$$

Для цього останні два рівняння системи (8) множимо відповідно на  $\mathcal{K}_1$  і  $\mathcal{K}_2$  та додаємо до першого; далі отриманий вираз підставляємо в останні два рівняння. В результаті отримуємо:

$$\mathcal{S} = \begin{bmatrix} \mathcal{U}_1 \mathcal{U}_2 & 2\mathcal{U}_1 \mathcal{K}_1 & 2\mathcal{U}_1 \mathcal{K}_2 \\ \mathcal{E}_1(\mathcal{E} - \mathcal{U}_1 \mathcal{U}_2) & \mathcal{E} - 2\mathcal{E}_1 \mathcal{U}_1 \mathcal{K}_1 & -2\mathcal{E}_1 \mathcal{U}_1 \mathcal{K}_2 \\ \mathcal{E}_2(\mathcal{E} - \mathcal{U}_1 \mathcal{U}_2) & -2\mathcal{E}_2 \mathcal{U}_1 \mathcal{K}_1 & \mathcal{E} - 2\mathcal{E}_2 \mathcal{U}_1 \mathcal{K}_2 \end{bmatrix},$$

де  $\mathcal{U}_1 = (\mathcal{E} + \mathcal{K}_1 \mathcal{E}_1 + \mathcal{K}_2 \mathcal{E}_2)^{-1}$ ,  $\mathcal{U}_2 = -(\mathcal{E} - \mathcal{K}_1 \mathcal{E}_1 - \mathcal{K}_2 \mathcal{E}_2)$ .

Підставивши в (9)-(12) вирази для власних функцій та проінтегрувавши, отримаємо:

$$\mathcal{K}_{1n,m} = \frac{2m}{a\pi\sqrt{aW}} \frac{(-1)^m \sin\left(\frac{n\pi a}{W}\right)}{\left(\frac{n}{W}\right)^2 - \left(\frac{m}{a}\right)^2}, \quad N=1 \dots N_A, m=1 \dots N_{B1};$$

$$\mathcal{E}_{1m,n} = \frac{\beta_n}{\beta_{1m}} \mathcal{K}_{1n,m}, \quad N=1 \dots N_A, m=1 \dots N_{B1};$$

$$K_{2n,m} = -\frac{2m}{b\pi\sqrt{bW}} \frac{\sin\left(\frac{n\pi s}{W}\right)}{\left(\frac{n}{W}\right)^2 - \left(\frac{m}{b}\right)^2}, \quad N=1\dots N_A, m=1\dots N_{B2};$$

$$E_{2m,n} = \frac{\beta_n}{\beta_{2m}} K_{2n,m}, \quad N=1\dots N_A, m=1\dots N_{B2}.$$

3. Матриця розсіювання металеві смужки в прямокутному хвилеводі (рис.5) - з'єднання матриць розсіювання двох розгалужень хвилеводів (1,2) з двома матрицями відрізків прямокутних хвилеводів (3, 4).

**Результати розрахунків**

Методика синтезу дуплексера базується на тому явищі, що в смугі пропускання фільтра в одному плечі в іншому завдяки властивостям E-площинних фільтрів створюється режим, близький до режиму короткого замикання. Тому в першому наближенні розрахунок довжин відрізків хвилеводів  $q, d_1, d_2$  (рис.2) можна виконувати при наявності електричних стінок в одному чи іншому плечі дуплексера. Різниця фаз коефіцієнта відбиття реальних фільтрів та короткого замикання компенсується корекцією довжин відрізків  $d_1$  та  $d_2$ . Уточнення розмірів дуплексера проводиться за програмою оптимізації з цільовою функцією

$$F(q, d_1, d_2) = \frac{1}{n_f} \left( \sum_{f=f_{min 1}}^{f_{max 1}} \langle \text{КСХ}_1(q, d_1, d_2, f) + \text{КСХ}_2(q, d_1, d_2, f) \rangle + \sum_{f=f_{min 2}}^{f_{max 2}} \langle \text{КСХ}_1(q, d_1, d_2, f) + \text{КСХ}_3(q, d_1, d_2, f) \rangle \right)$$

де  $\text{КСХ}_i$  – КСХ від  $i$ -го порту;  $f_{min i}, f_{max i}$  – нижня и верхня частоти  $i$ -го каналу ( $i=1, 2$ );  $n_f$  – кількість частот в смугі пропускання каналного фільтра, де розраховується КСХ.

На основі наведеного алгоритму проведено розрахунок дуплексера з чотирьохрезонаторними фільтрами для смуги частот 7912...7996 МГц та 8178...8262 МГц.

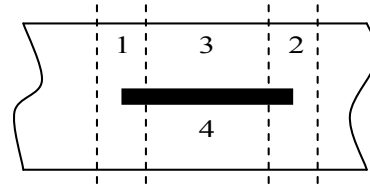
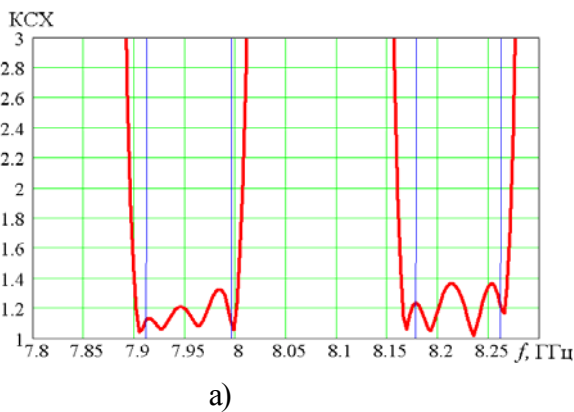


Рис.5. Декомпозиція металеві смужки в прямокутному хвилеводі

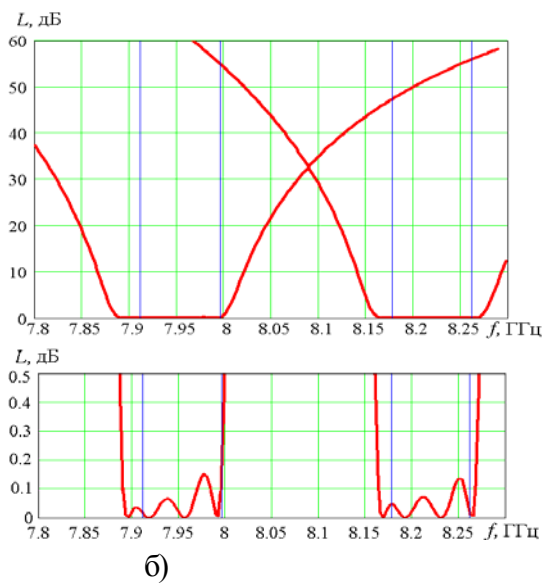


Рис.6.

Частотні залежності КСХ вхідного плеча та втрат в каналах дуплексера наведені на рис.6 а і б, відповідно.

**Висновки**

Запропонована конструкція хвилеводного дуплексера з плечима в *H*-площині та *E*-площинними фільтрами, для якої створена комп'ютерна програма електродинамічного аналізу та оптимізації. Побудована методика синтезу апробована при проектуванні дуплексера з чотирьохрезонаторними фільтрами для смуги частот 7912...7996 МГц та 8178...8262 МГц і може використовуватись при конструюванні дуплексерів сантиметрового та міліметрового діапазонів довжин хвиль даної та схожих конструкцій.

**Література**

1. Yu Rong, Hui-wen Yao, K.A. Zaki and T. Dolan. Millimeter wave H-plane duplexers // 1999 Vol. III [MWSYM] – PP. 1347-1350.
2. Dittloff J., Arndt F. Rigorous Field Theory Design of Millimeter-Wave E-Plane Integrated Circuit Multiplexers // IEEE Trans.: V. MTT-37.– 1989.– No. 2.– PP. 340-350.
3. Dittloff J., Arndt F. Computer-Aided Design of Slit-Coupled H-Plane T-Junction Duplexers with E-Plane Insert Filters//IEEE Trans. MTT-36. 1988. No.12. PP.1833-1840.
4. Маттей Д.Л, Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи – М: Связь, 1972
5. Омеляненко М.Ю., Цымбал В.И. Синтез интегральных фильтров на основе частично заполненных волноводов // Радиотехника.– 1984.– № 5.– С.65-67.

<p>Ежов А.В., Омеляненко М.Ю., Туреева О.В.  <b>Дуплексеры сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн на основе продольных индуктивных диафрагм</b>                  Представлена конструкция волноводного дуплексера с плечами, расположенными в <i>H</i>-плоскости, и <i>E</i>-плоскостными фильтрами. Разработана программа анализа, синтеза и оптимизации размеров дуплексера.</p>	<p>Iezhov A., Omelianenko M., Turieieva O.  <b>Centimeter and millimeter wavelength duplexers based on longitude inductive septa</b>                  The new design of H-plane waveguide diplexer with E-plane filters is proposed. A program for electromagnetic simulation of the proposed design was developed as well as synthesis principles and diplexer's dimensions optimization program.</p>
--	--