

Дніпродзержинський державний технічний університет

### РОЗРАХУНОК ТА ОПТИМІЗАЦІЯ МІКРОСМУЖКОВОГО ФІЛЬТРА ДІАПАЗОНУ 2.4 ГГц

**Вступ.** Мікросмужкові конструкції, на основі яких виготовляють мікросмужкові фільтри (МСФ), відрізняються мініатюрністю, технологічністю у виробництві, найбільш розвиненими системами автоматизованого проектування, простотою інтегрування з конструкціями і модулями надвисоких частот. Розробка МСФ як частини преселектора радіоприймального пристрою в бездротових системах зв'язку в міських умовах роботи є актуальним завданням, оскільки в міських умовах через велику концентрацію джерел радіовипромінювання необхідно забезпечувати високий коефіцієнт сигнал/шум, що в свою чергу забезпечує більш надійну роботу всієї системи бездротового зв'язку.

**Постановка задачі.** Перевагами МСФ на півхвильових розімкнутих резонаторах є малі габарити (рис.1), відносно великі відстані між резонаторами (що полегшує їх виконання у вигляді друкованої схеми, а також підвищує електричну міцність), велика крутизна характеристики загасання. Задачею роботи є оптимізація МСФ діапазону 2.4 ГГц [1].

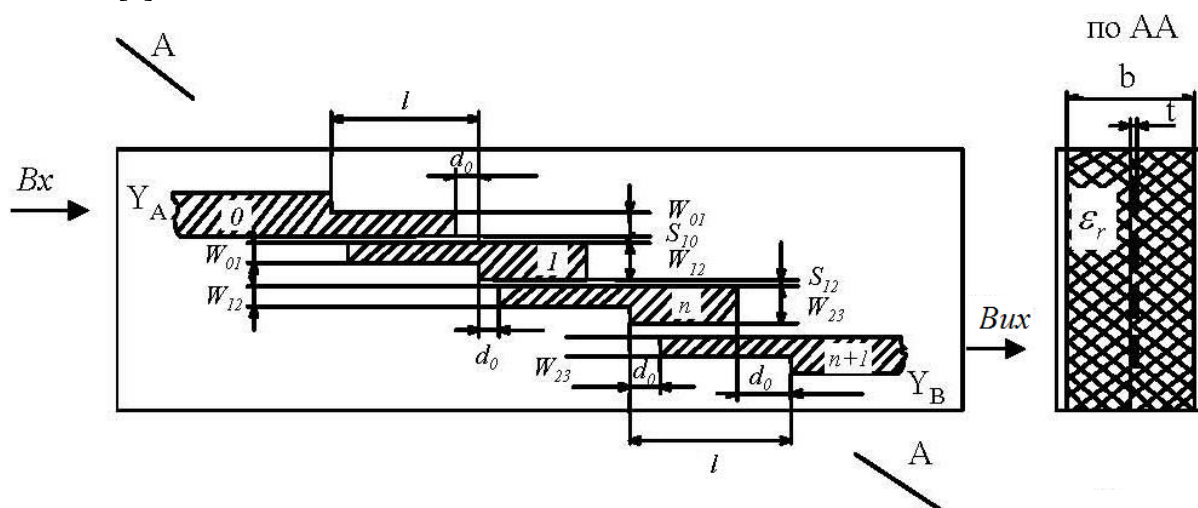


Рисунок 1 – Топологія фільтра на півхвильових розімкнених резонаторах

**Результати роботи.** Проведемо розрахунок фільтра на півхвильових розімкнених резонаторах, використовуючи аналітичний метод [2]. Нормовані ємності на одиницю довжини кожної лінії щодо землі розраховуються за формулами [3]:

$$\frac{C_0}{\varepsilon} = W \left( 1 - \sqrt{\frac{G_{T1}}{Y_A}} \right);$$

$$\frac{C_1}{\varepsilon} = W \left( \frac{Y_{a1}}{Y_A} + \frac{G_{T1}}{Y_A} - \frac{J_{12}}{Y_A} \operatorname{tg} \theta_0 - 1 \right) + \frac{C_0}{\varepsilon};$$

$$\frac{C_i}{\varepsilon} (i = 2 \div n - 1) = W \left( \frac{Y_{ai}}{Y_A} - \frac{J_{i-1,i}}{Y_A} \operatorname{tg} \theta_0 - \frac{J_{i,i+1}}{Y_A} \operatorname{tg} \theta_0 \right); \quad (1)$$

$$\frac{C_n}{\varepsilon} = W \left( \frac{Y_{an}}{Y_A} + \frac{G_m}{Y_A} - \frac{J_{n-1,n}}{Y_A} \operatorname{tg} \theta_0 - 1 \right) + \frac{C_{n+1}}{\varepsilon};$$

$$\frac{C_{n+1}}{\varepsilon} = W \left( 1 - \sqrt{\frac{G_m}{Y_A}} \right),$$

де  $Y_A = \frac{1}{\rho_A}$ ,  $Y_B = \frac{1}{\rho_B}$  – хвильові провідності вхідного та вихідного трактів відповідно;

$\rho_A$  – хвильовий опір вхідного тракту ( $\rho_A = 50$  Ом;  $\rho_A = 75$  Ом);  $\rho_B$  – хвильовий опір вихідного тракту, зазвичай  $\rho_B = \rho_A$ ;  $J_{i-1,i}$ ,  $J_{n-1,n}$  – матриці інверторів провідності;  $\varepsilon$  – абсолютна діелектрична проникність;  $\theta_0$  – електрична довжина резонатора;  $w = \frac{\Delta F}{f_0}$  – від-

носна смуга;  $G_i$  – параметри прототипу;  $\Delta F$  – смуга пропускання фільтра на рівні 0,707 (-3дБ);  $f_0$  – середня частота смуги пропускання фільтра;  $W, S$  – геометричні параметри згідно з рис.1.

Нормовані взаємні ємності між сусідніми лініями на одиницю довжини дорівнюють [4]:

$$\begin{aligned} \frac{C_{01}}{\varepsilon} &= W - \frac{C_0}{\varepsilon}; \\ C_{i,i+1} &= W \left( \frac{J_{i,i+1}}{Y_A} \operatorname{tg} \theta_0 \right); \\ \frac{C_{n,n+1}}{\varepsilon} &= W - \frac{C_{n+1}}{\varepsilon}. \end{aligned} \quad (2)$$

Зосереджені ємності дорівнюють:

$$C_i^S (i = 1 \div n) = Y_A \left( \frac{Y_{ai}}{Y_A} \right) \frac{\operatorname{ctg} \theta_0}{\omega_0}, \quad (3)$$

де  $\omega_0 = 2\pi f_0$  – циклічна частота.

У виразах (1)-(3) позначено:

$$W = \frac{376,7}{\rho_A \cdot \sqrt{\varepsilon_r}},$$

де  $\varepsilon_r$  – відносна діелектрична проникність середовища фільтра.

Інвертори провідності

$$\frac{J_{i,i+1}}{Y_A} (i = 1 \div n) = w \sqrt{\frac{b_i \cdot b_{i+1}}{Y_A \cdot Y_A}},$$

де  $\frac{b_i}{Y_A} (i = 1 \div n) = \frac{Y_{ai}}{Y_A} \left( \frac{\operatorname{ctg} \theta_0 + \theta_0 \operatorname{csc}^2 \theta_0}{2} \right)$ ,

$$Y_{ai} = \frac{1}{\rho_i},$$

$\rho_i$  – хвильовий опір  $i$ -го резонатора фільтра ( $\rho_i = 20 \text{ Ом} \div 120 \text{ Ом}$ );

$$\theta_0 = \frac{2\pi}{\lambda_\varepsilon} l_p.$$

Для резонаторів укорочених ємністю  $C_i^S$  беруть  $\theta_0 = \frac{\pi}{4}$ .

$$\lambda_\varepsilon = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}},$$

де  $\lambda_0 = \frac{c}{f_0} = \frac{3 \cdot 10^8}{f_0}$  – довжина хвилі у вільному просторі, м.

Параметри елементів зв'язку на вході і виході [5]:

$$\frac{G_{T1}}{Y_A} = \frac{w \frac{b_1}{Y_A}}{g_0 \cdot g_1}; \quad \frac{G_{Tn}}{Y_A} = \frac{w \frac{b_n}{Y_A}}{g_n \cdot g_{n+1}}. \quad (4)$$

Довжина резонатора (смужки) знаходиться за формулою:

$$l_p = \frac{\lambda_\varepsilon}{8} = \frac{\lambda_0}{8 \cdot \sqrt{\varepsilon_r}}. \quad (5)$$

Для несиметричної мікросмужкової лінії замість  $\varepsilon_r$  підставляють  $\varepsilon_{\text{эф}}$ :

$$\varepsilon_{\text{эф}} = 1 + q(\varepsilon_r - 1), \quad (6)$$

де  $q = 0,55 \div 0,85$ .

Після визначення ширини смужки  $S_i$  ефективна діелектрична проникність несиметричної мікросмужкової лінії уточнюється за формулою:

$$\varepsilon_{\text{эф}} = 0,5 \left[ 1 + \varepsilon_r + \frac{\varepsilon_r - 1}{\sqrt{1 + 10 \cdot \frac{h}{S}}} \right], \quad (7)$$

де  $h$  – висота підкладки.

Після цього довжина смужки (5) уточнюється.

Хвильовий опір для парного і непарного типів коливань в смужковій лінії визначається за формулами:

$$(Z_{oe})_{i,i+1} = \frac{1}{Y_A} \left[ 1 + \frac{J_{i,i+1}}{Y_A} + \left( \frac{J_{i,i+1}}{Y_A} \right)^2 \right]; \quad (8)$$

$$(Z_{oo})_{i,i+1} = \frac{1}{Y_A} \left[ 1 - \frac{J_{i,i+1}}{Y_A} + \left( \frac{J_{i,i+1}}{Y_A} \right)^2 \right].$$

У виразах (8) параметри інверторів провідностей  $J_{i,i+1}$  знаходяться за формулами:

$$\frac{J_{01}}{Y_A} = \sqrt{\frac{\pi w}{2G_0 G_1}};$$

$$\frac{J_{i,i+1}}{Y_A} = \frac{\pi w}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{G_i \cdot G_{i+1}}} ; \quad I = 1 \div n - 1;$$

$$\frac{J_{n,n+1}}{Y_A} = \sqrt{\frac{\pi w}{2G_n G_{n+1}}}.$$

Втрати фільтра в смузі пропускання розраховують за формулою (9).

Конструктивні розміри фільтра визначають після того, як обрано поліном, що апроксимує, визначено клас фільтра, обрано прототип і розраховано електричні параметри. На рис.2 показано залежність коефіцієнтів  $S_{11}$  та  $S_{21}$  від частоти розрахованого аналітичним методом фільтра.

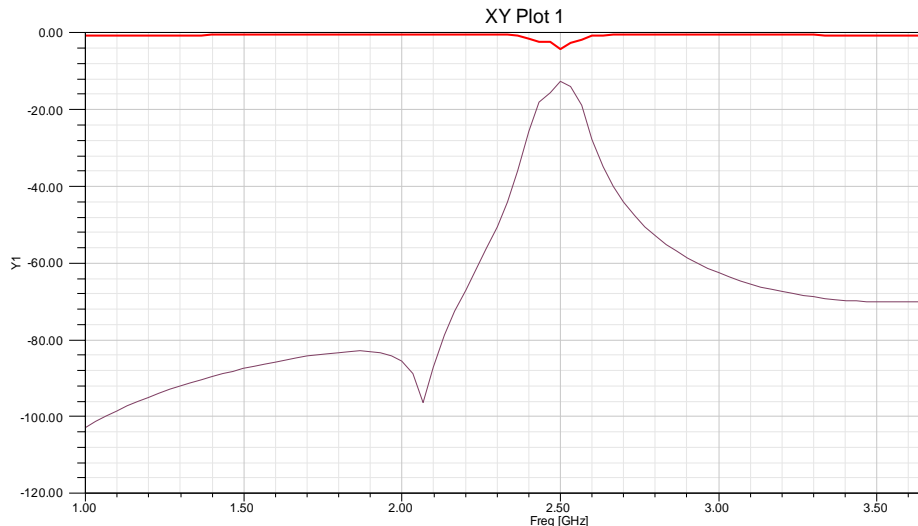


Рисунок 2 – Залежність коефіцієнтів  $S_{11}$  та  $S_{21}$  від частоти розрахованого фільтра

Унаслідок того, що результати розрахункового фільтра не задовольняють поставленим вимогам ( $S_{11} = -12$  dB), виконаємо оптимізацію. В результаті проведеної оптимізації фільтра у пакеті програм HFSS 13 отримали наступні результати [6]:

геометричні розміри фільтра (рис.3) (в мм) значно змінилися, а розміри смужок і їх розташування стали такими:

- 1-й) Position - 0.5, 0, 0, X Size - 3.5, Y Size - 23.3;
- 2-й) Position - 4.7, 10.3, 0 X Size - 2.88 Y Size - 24.7;
- 3-й) Position - 8.75, 23.3, 0 X Size - 2.28 Y Size - 24.6;
- 4-й) Position - 12.2, 35.1, 0 X Size - 2.88 Y Size - 24.7;
- 5-й) Position - 15.78, 48, 0 X Size - 3.5 Y Size - 23.3.

Розміри і розташування вирізів так само піддалися переробці:

- виріз у першій смужці: Position - 0.5, 10.3, 0 X Size - 1.67 Y Size - 13.
- виріз у другій смужці: Position - 5.96, 7.55, 0 X Size - 1.62 Y Size - 15.7.
- виріз у третій смужці відсутній.

виріз у четвертій смужці: Position - 12.2, 48, 0 X Size - 1.52 Y Size - 26.5.  
 виріз у п'ятій смужці: Position - 17.61, 59.8, 0 X Size - 1.67 Y Size - -13.5.

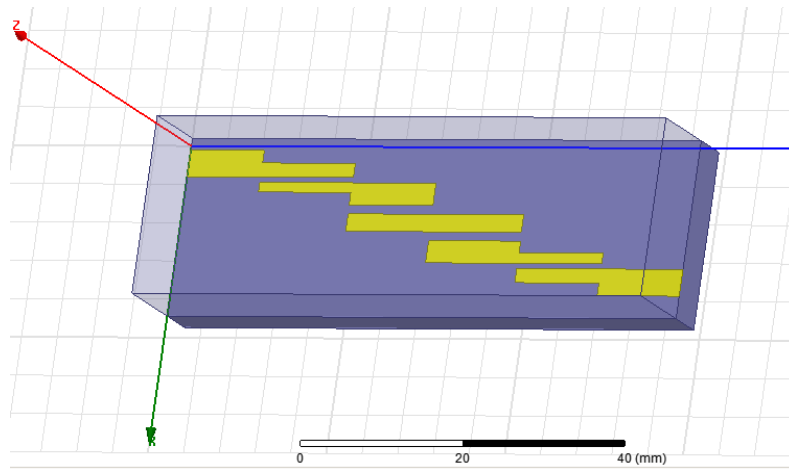


Рисунок 3 – Зовнішній вигляд оптимізованого фільтра

Після проведеної оптимізації якісним чином змінилися і S-параметри фільтра (рис.4).

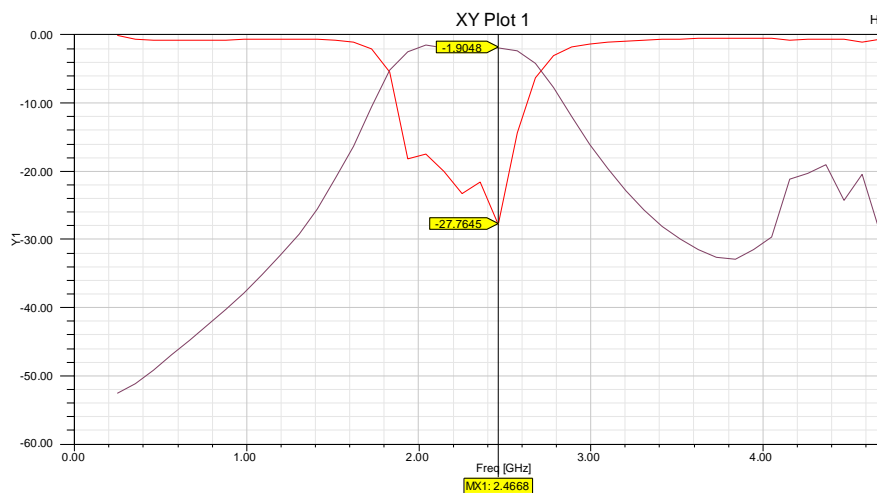


Рисунок 4 – Залежність коефіцієнтів  $S_{11}$  та  $S_{21}$  від частоти оптимізованого фільтра

**Висновок.** У роботі проведено розрахунок і оптимізація мікросмушкового фільтра на півхвильових резонаторах. Згідно з отриманими результатами оптимізований фільтр має найкраще значення коефіцієнта  $S_{11} = -27$  dB, що краще, ніж у розрахованого фільтра, на -15 dB, коефіцієнти  $S_{21}$  для обох випадків майже дорівнюють один одному (-2 dB). Смуга частот оптимізованого фільтра, обмежена на рівні -20 dB (послаблення по потужності в 100 разів), дорівнює 2.15÷2.55 ГГц, що задовольняє технічним вимогам стандарту бездротового зв'язку в діапазоні частот 2.4...2.483 ГГц (IEEE 802.11).

#### ЛІТЕРАТУРА

1. Маттей Г.Л. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т.1 / Г.Л.Маттей, Л.Янг, Е.М.Т.Джонс. – М.: Связь, 1971. – 442с.
2. Маттей Г.Л. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т.2 / Г.Л.Маттей, Л.Янг, Е.М.Т.Джонс. – М.: Связь, 1972. – 496с.

3. Трофимов Л.А. Проектирование радиоприёмных устройств СВЧ / Л.А.Трофимов. – Казань: КГТУ, 2005. – 74с.
4. Голубев В.И. Конструирование и расчет полосковых устройств / Голубев В.И., Ковалев В.И.; под ред. И.С.Ковалева. – М.: Сов. Радио, 1974. – 150с.
5. Тронин Ю.В. Синтез фильтров / Ю.В.Тронин, О.В.Гурский. – М.: Изд-во МАИ, 1990. – 75с.
6. HFSS – High Frequency Structure Simulator. – Ansoft Corporation, 2005. – 801p.

Надійшла до редколегії 19.10.2016.

УДК 621.771.04

МЕЩАНИНОВ С.К., д.т.н., професор  
НЕЛЬГА А.Т., ст. викладач  
ІТЯКІН О.С.\*, зав. відділення  
ВОЛОШИН Р.В., магістр  
ГУПАЛО Ю.Ю., магістр

Дніпродзержинський державний технічний університет  
\*Економічний коледж Дніпровського державного технічного університету

### **РОЗРОБКА АВТОМАТИЗОВАНОЇ СИСТЕМИ КОРИГУВАННЯ ОБТИСКІВ ТОЧНОЇ ПРОКАТКИ СМУГ ПРИ НЕСТАЛОМУ ФУНКЦІОНАЛЬНОМУ СТАНІ ОПЕРАТОРА**

**Вступ.** Керування процесом гарячої прокатки сталевих смуг на реверсивному стані 1200 відзначається особливою складністю, що пов'язано: з малотонажністю прокатки значної кількості типорозмірів (більш 100 найменувань товщиною 7...50 мм і шириною від 300 до 1050 мм); з необхідністю частого переналагодження технологічного режиму при переході на прокатку нової партії, у середньому за зміну 5-7 разів, а також з прокаткою в умовах обмеженого часу і змінного темпу [1]. Процес прокатки смуг здійснюється в умовах інформаційної невизначеності, пов'язаної, в першу чергу, з недостатньою достовірністю оцінки основних збурень – змінювань температури і товщини підкату в двох останніх пропусках, в яких саме формується висотний розмір прокатної продукції. Звертає на себе увагу і те, що оператор прокатного стану не завжди в змозі чітко і однозначно інтерпретувати оперативну інформацію й ефективно її використовувати. Особливо це суттєво ускладнюється впродовж робочої зміни вже після три-, чотиригодинної професійної діяльності оператора. Операторові при відпрацюванні обтисків доводиться виконувати одночасно і за короткий час декілька технологічних операцій: встановлювати натискний механізм (НМ) у задане положення, здійснювати керування швидкістю обертання робочих валків, включати реверс на зміну напрямку переміщення заготовки. При цьому повинна забезпечуватися мінімальна тривалість пропусків, що у великій мірі залежить від вибору оператором моменту початку зниження швидкості переміщення розкату при закінченні пропуску і моменту включення електропривода на зворотний напрямок здійснення чергового пропуску прокату.

Оператор, здійснюючий керування процесом прокатки, зазнає великих психологічних і фізичних навантажень, що призводять до зниження його функціонального стану. Особливо великої гостроти набуває втома (психоемоційна напруженість) оператора, яка визначається як один з функціональних станів оператора, що проявляється у зміні параметрів організму оператора в процесі його діяльності. В організмі оператора відбу-