

## АНАЛІЗ МЕТОДІВ ПРОЕКТУВАННЯ МІКРОСМУЖКОВИХ ФІЛЬТРІВ НА ЗВ'ЯЗАНИХ ЛІНІЯХ

© Крищук Володимир, Фарафонов Олексій, Романенко Сергій, 2004

Досліджено методи синтезу і способи визначення геометричних розмірів мікросмужкових смугопропускаючих фільтрів на зв'язаних лініях з боковим зв'язком. Наведено результати застосування різних методів проектування. На основі порівняльного аналізу вибрано метод синтезу і спосіб визначення геометричних розмірів, що забезпечують якнайкращі характеристики фільтра.

The methods of synthesis and the ways of determination of the geometrical sizes of microstrip bandpass filters on coupled lines with side communication are examined. The results of application of different projection methods are adduced. On the basis of the comparative analysis the method of synthesis and the way of determination geometrical sizes providing best characteristics of the filter are selected.

### Вступ

При проектуванні і виробництві надвисокочастотних (НВЧ) пристроїв існує багато проблем, пов'язаних зі збільшенням ступеня інтеграції, ускладненням конструкцій і схемної реалізації і, як наслідок, підвищенням вимог до технологій виготовлення. Постійне збільшення точності вихідних параметрів і вимоги до зменшення собівартості за рахунок виключення підстроювальних операцій висувають підвищені вимоги до точності математичних моделей елементів.

Визначені проблеми вимагають більш ретельного підходу до врахування взаємного впливу елементів конструкції і підвищення точності обчислень елементів. Особливо актуальною ця задача є для фільтрів НВЧ і, зокрема, смугових фільтрів.

З актуальністю проблеми пов'язана значна кількість публікацій, в яких розглядається розробка методів синтезу фільтрів [1–4]. Для визначення геометричних параметрів фільтрів використовуються графіки, таблиці, формули [1; 3; 5–11]. На жаль, результати обчислень за цими методами можуть значно відрізнятись. Здебільшого навіть частотні характеристики спроектованих фільтрів не відповідають вимогам технічного завдання. Тому виникає нагальна потреба у систематизації відомих методів обчислення фільтрів.

Метою роботи є порівняльний аналіз точності методів синтезу мікросмужкових смугопропускаючих фільтрів (СПФ) на зв'язаних лініях з боковим зв'язком.

### 1. Методи синтезу смугопропускаючих фільтрів

У загальному випадку проектування СПФ на зв'язаних лініях складається із визначення кількості ланок фільтра, знаходження хвильових опорів парної і непарної мод для кожної ланки і розрахунку геометричних параметрів фільтра.

У практиці проектування СПФ на зв'язаних лініях найпоширеніші два основні методи синтезу: метод, що ґрунтується на використанні фільтрів-прототипів нижніх частот (НЧ), і метод на базі східчастих переходів [1, 2].

При синтезі з використанням фільтрів-прототипів НЧ відбувається перехід від одиначної ланки фільтра на зв'язаних лініях до чотириполюсника, що містить два відрізки лінії передачі та інвертор імпедансу. Далі здійснюється перехід до фільтра-прототипу НЧ, що ґрунтується на системі рівнянь, які виражають залежність хвильових опорів ланок фільтра на зв'язаних лініях для парного і непарного видів збудження від параметрів  $g_i$  фільтра-прототипу НЧ.

Визначення кількості елементів фільтра-прототипу НЧ проводиться за вимогами до частотної характеристики фільтра. Водночас необхідно враховувати, що число касадно-ввімкнених ланок фільтра на зв'язаних лініях на 1 більше від числа елементів фільтра-прототипу [1].

Параметри  $g_i$  для середніх елементів фільтра-прототипу визначаються за методикою, наведеною в [2], а для крайніх елементів – за допомогою співвідношень [1]

$$g_0 = \frac{\pi}{\omega'_n} \cdot \left( \frac{f_n - f_{-n}}{f_n + f_{-n}} \right); \quad (1)$$

$$g_{n+1} = \frac{\pi}{r \cdot \omega'_n} \cdot \left( \frac{f_n - f_{-n}}{f_n + f_{-n}} \right), \quad (2)$$

де  $\omega'_n$  – приведена гранична частота фільтра нижніх частот;  $f_n$ ,  $f_{-n}$  – граничні частоти, визначені за рівнем робочого загасання, для верхньої і нижньої границі смуги пропускання фільтра;  $n$  – кількість елементів фільтра-прототипу нижніх частот;  $r$  – величина навантажувального опору [2].

Хвилеві опори ланок фільтра на зв'язаних лініях для парного  $Z_{oe_i}$  і непарного  $Z_{oo_i}$  видів збудження мають такий вигляд [1]:

$$Z_{oe_i} = Z \cdot \left[ 1 + \frac{Z}{k_{i-1,i}} + \left( \frac{Z}{k_{i-1,i}} \right)^2 \right]; \quad (3)$$

$$Z_{oo_i} = Z \cdot \left[ 1 - \frac{Z}{k_{i-1,i}} + \left( \frac{Z}{k_{i-1,i}} \right)^2 \right]; \quad (4)$$

$$k_{i-1,i} = \frac{Z}{\frac{\pi}{\omega'_n} \cdot \left( \frac{f_n - f_{-n}}{f_n + f_{-n}} \right) \cdot \sqrt{g_{i-1} \cdot g_i}},$$

де  $Z$  – хвилевий опір ліній передачі;  $g_i$  – параметри фільтра-прототипу нижніх частот;  $i = 1 \dots n + 1$  – кількість ланок фільтра на зв'язаних лініях.

У методі синтезу СПФ з використанням схем-прототипів на базі східчастих переходів [1, 2, 3] відбувається порівняння елементів  $T_{11}$  хвильових матриць передачі для ланки прототипного східчастого переходу і ланки фільтра на зв'язаних лініях на середній частоті робочої смуги пропускання. Враховується, що за однакової абсолютної величини смуги пропускання фільтра і східчастого переходу відносна смуга пропускання фільтра у два рази менша від відносної смуги пропускання переходу. Кількість сходинок східчастого переходу на 1 перевищує кількість ланок фільтра на зв'язаних лініях [1]. Для визначення елементів хвильових матриць передачі переходу використовується класичний метод синтезу [4], вихідною передумовою якого є відповідність функції робочого загасання східчастого переходу квадрата модуля елемента  $T_{11}$ :

$$L = |T_{11}|^2. \quad (5)$$

Класичний метод синтезу передбачає відновлення всієї матриці передачі переходу, виділення матриць окремих сходинок і знаходження хвильових опорів сходинок  $p_i$ . Далі визначаються перепади хвильових опорів сходинок [2]:

$$g_1 = p_1, \quad g_i = \frac{p_i}{p_{i-1}}, \quad g_n = g_1,$$

де  $n$  – кількість ланок фільтра на зв'язаних лініях.

Оскільки фільтр реалізується на лініях з врівноваженими зв'язками, то одночасно з виконанням основних функцій кожна з ланок є направленим відгалужувачем з перехідним загасанням [1]:

$$C_i = 10 \cdot \log(1 + g_i). \quad (6)$$

Для хвильових опорів парного і непарного видів збудження ідеально спрямованих зв'язаних ліній виконується умова [2]:

$$Z = \sqrt{Z_{oei} \cdot Z_{ooi}}. \quad (7)$$

Зв'язок перехідного загасання  $C_i$  з хвильовим опором парного і непарного видів збудження визначається наближеними співвідношеннями [5]:

$$Z_{oei} = Z \cdot \sqrt{\frac{1 + C_{0i}}{1 - C_{0i}}}, \quad (8)$$

$$Z_{ooi} = Z \cdot \sqrt{\frac{1 - C_{0i}}{1 + C_{0i}}}, \quad (9)$$

$$C_{0i} = 10^{\frac{-C_i}{20}},$$

де  $C_{0i}$  – коефіцієнт зв'язку за напругою.

Після обчислення хвильових опорів одним із розглянутих методів переходять до визначення геометричних параметрів ланок зв'язаних ліній фільтра.

## 2. Визначення геометричних параметрів

Розраховуючи геометричні розміри фільтра, необхідно визначити ширину смужок зв'язаних ліній ланок фільтра  $W_i$ , зазори між лініями  $S_i$  і довжину ланок  $l_i$ . Ескіз струмонесучої частини мікросмужкового СПФ на однаково зв'язаних лініях показаний на рис. 1.

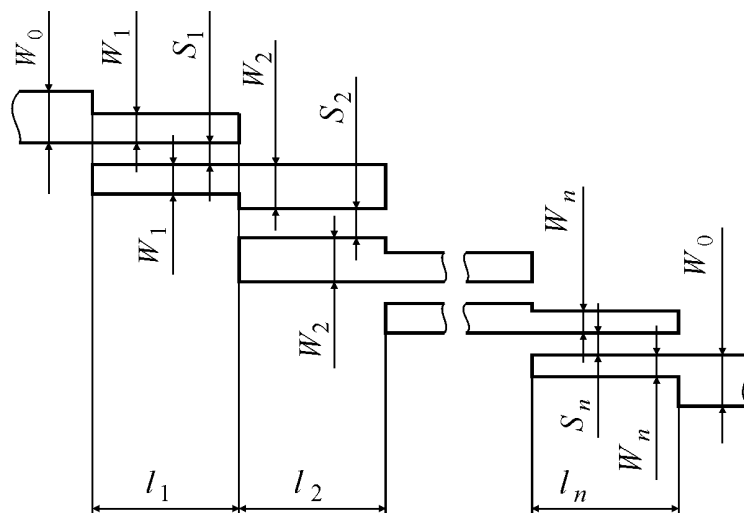


Рис. 1. Ескіз струмонесучої частини мікросмужкового СПФ на однаково зв'язаних лініях

Довжини ланок фільтра визначаються за співвідношенням [1]

$$l_i = \frac{\lambda_0}{4 \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{эф}i}}}, \quad (10)$$

де  $\lambda_0$  – довжина хвилі у вільному просторі, що відповідає центральній частоті смуги пропускання фільтра;  $\epsilon_{\text{эф}i}$  – ефективна діелектрична проникність матеріалу підкладки для ланки фільтра.

Ефективна діелектрична проникність  $\varepsilon_{\text{эф}}$  залежить від ширини смужки, зазорів між зв'язаними лініями, товщини діелектричної підкладки і змінюється від ланки до ланки. Її величина буде різною для парного і непарного видів збудження. Складна геометрична конфігурація ліній не дає змоги простими методами обчислити  $\varepsilon_{\text{эф}}$ . Тому значення  $\varepsilon_{\text{эф}}$  визначаються за наближеною формулою для одиничної мікросмужкової лінії [12]:

$$\varepsilon_{\text{эф}_i} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{10 \cdot h}{W_i}\right)^{-\frac{1}{2}}, \quad (11)$$

де  $\varepsilon_r$  – відносна діелектрична проникність матеріалу підкладки;  $h$  – товщина діелектричної підкладки.

Ширина струмонесучого провідника підводящих мікросмужкових ліній  $W_0$  визначається за заданим хвильовим опором ліній  $Z$  [13,14]:

$$W_0 = W_0' - \frac{t}{\pi} \cdot \left(1 + \ln\left(4 \cdot \pi \cdot \frac{W_0'}{t}\right)\right), \quad \left(\frac{W_0'}{h} \leq 0,16; 0 < \frac{t}{h} < 0,1 \cdot Z\right); \quad (12)$$

$$W_0 = W_0' - \frac{t}{\pi} \cdot \left(1 + \ln\left(\frac{2 \cdot h}{t}\right)\right), \quad \left(\frac{W_0'}{h} > 0,16; 0 < \frac{t}{h} < 0,1 \cdot Z\right); \quad (13)$$

$$W_0' = \left(8 \cdot \sqrt{\left(e^{\left(\frac{Z}{42,4} \cdot \sqrt{\varepsilon_r + 1}\right)} - 1\right) \cdot \frac{7 + \frac{4}{\varepsilon_r} + \frac{1}{0,81}}{11}}\right) \cdot \left(e^{\left(\frac{Z}{42,4} \cdot \sqrt{\varepsilon_r + 1}\right)} - 1\right)^{-1} \cdot h, \quad (14)$$

де  $t$  – товщина струмонесучого провідника мікросмужкової лінії;  $W_0'$  – ширина мікросмужкового провідника при ( $t = 0$ ).

Розрахунок ширини зв'язаних ліній ланок фільтра і зазорів між лініями на основі хвильових опорів при парному і непарному виді збудження для зв'язаних мікросмужкових ліній є складною електродинамічною задачею. Складність полягає в тому, що для мікросмужкової лінії неможливо підібрати відповідну систему координат у рівняннях Лапласа, для якої просто задаються граничні умови. Рішення знаходять або методом конформних перетворень (перетворення Кристоффеля – Шварца), або за допомогою наближених методів [7]. Для розрахунку параметрів зв'язаних мікросмужкових ліній у квазі-ТЕМ наближенні використовуються переважно два методи: варіаційний [15] і метод функцій Гріна [15,16,17]. Крім того, на основі експериментального моделювання в електролітичній ванні і застосування різних методів теоретичного розрахунку розроблені різні методик наближеного визначення розмірів зв'язаних мікросмужкових ліній за хвильовими опорами для парного і непарного видів збудження [6 – 11].

### 3. Порівняння методик проектування

Порівняння різних методик проектування фільтрів проводилося на основі мікросмужкового СПФ на зв'язаних лініях (рис. 1) з частотною характеристикою максимально площинного типу (апроксимація Баттерворта) і такими параметрами:

- максимальне загасання в смузі пропускання  $a_{\text{п}} = 3$  дБ;
- загасання в смузі загородження  $a_3 \geq 30$  дБ;
- нижня гранична частота смуги пропускання, яка визначається за рівнем максимального загасання в смузі пропускання фільтра  $f_{-\text{п}} = 945$  МГц;
- верхня гранична частота смуги пропускання фільтра  $f_{\text{п}} = 1055$  МГц;

– нижня гранична частота смуги загородження, яка визначається за рівнем мінімального загасання в смузі загородження фільтра  $f_{-3} = 800$  МГц;

– верхня гранична частота смуги загородження фільтра  $f_3 = 1200$  МГц;

– хвилевий опір підводящих мікросмужкових ліній передачі  $Z = 50$  Ом.

Цим параметрам відповідає фільтр, що складається з чотирьох ланок зв'язаних мікросмужкових ліній. Фільтр реалізується на підкладці з діелектричною проникністю  $\epsilon_r = 9,6$  завтовшки  $h = 1$  мм і шаром металізації завтовшки  $t = 0,05$  мм. Розміри елементів фільтра, отримані за допомогою різних методів синтезу, наведені у табл. 1.

Таблиця 1

### Розміри елементів фільтра

		Метод синтезу фільтра			
Варіант визначення геометричних розмірів		1. Східчастий перехід		2. Фільтр-прототип нижніх частот	
		1. Крайні ланки ( $i = 1,4$ ), Ом: $Z_{oei} = 68,953614$ $Z_{ooi} = 36,256258$	2. Середні ланки ( $i = 2,3$ ), Ом: $Z_{oei} = 53,940062$ $Z_{ooi} = 46,347740$	3. Крайні ланки ( $i = 1,4$ ), Ом: $Z_{oei} = 79,438311$ $Z_{ooi} = 37,854130$	4. Середні ланки ( $i = 2,3$ ), Ом: $Z_{oei} = 56,861372$ $Z_{ooi} = 44,633770$
Умова узгодження		$Z = \sqrt{Z_{oei} \cdot Z_{ooi}} = 50$	$Z = \sqrt{Z_{oei} \cdot Z_{ooi}} = 50$	$Z = \sqrt{Z_{oei} \cdot Z_{ooi}} = 54,836741$	$Z = \sqrt{Z_{oei} \cdot Z_{ooi}} = 50,377946$
	$W_0$ , мм	0,920683			
1. [6], [7, №1]	$W_i$ , мм	0,890476	1,248081	0,668428	1,1818255
	$S_i$ , мм	0,0821743	0,298537	0,077509	0,198694
	$l_i$ , мм	29,350716	28,905319	29,701327	28,9794815
2. [7, №2]	$W_i$ , мм	0,482709	0,624378	0,299355	0,585419
	$S_i$ , мм	0,431351	2,172749	0,326913	1,485409
	$l_i$ , мм	30,0656635	29,780634	30,5345411	29,8541306
3. [8], [7, №3]	$W_i$ , мм	0,479119	0,788739	0,283599	0,714603
	$S_i$ , мм	0,20823	1,2168767	0,18655	0,75557
	$l_i$ , мм	30,073591	29,5023	30,5827533	29,622098
4. [9]	$W_i$ , мм	0,779449	0,947783	0,590917	0,9094246
	$S_i$ , мм	0,3308	1,666264	0,290263	1,092567
	$l_i$ , мм	29,51685	29,270978	29,8435545	29,3239315
5. [10]	$W_i$ , мм	0,767527	0,939779	0,577447	0,90092
	$S_i$ , мм	0,325834	1,647794	0,285225	1,080446
	$l_i$ , мм	29,535708	29,281891	29,8695875	29,335901
6. [11]	$W_i$ , мм	0,771309	0,914822	0,581361	0,8851776
	$S_i$ , мм	0,375418	1,674204	0,322239	1,165825
	$l_i$ , мм	29,529702	29,316379	29,8619805	29,358282

Розрахунок частотних характеристик отриманих варіантів топології фільтрів проводився з використанням пакета програм Microwave Office. Цей пакет програм уможливує також синтезувати топологію мікросмушкового фільтра на зв'язаних лініях за частотною характеристикою, що задається. Результати такого синтезу наведені в табл. 2.

Таблиця 2

Розміри елементів фільтра за даними Microwave Office

Розміри елементів	1. Крайні ланки ( $i = 1,4$ )	2. Середні ланки ( $i = 2,3$ )
$W_i$ , мм	0,593679	0,870071
$S_i$ , мм	0,242608	1,09854
$l_i$ , мм	29,8856	29,163

Результати розрахунку залежності частотних характеристик від загасання фільтра для різних варіантів визначення геометричних розмірів фільтра (табл. 1 і 2) показані на рис. 2. У позначенні характеристики перша цифра означає варіант за табл. 1, друга цифра прототип фільтра: 1 – східчастий перехід; 2 – фільтр НЧ. Цифрою 7 позначено варіант обчислень за Microwave Office.

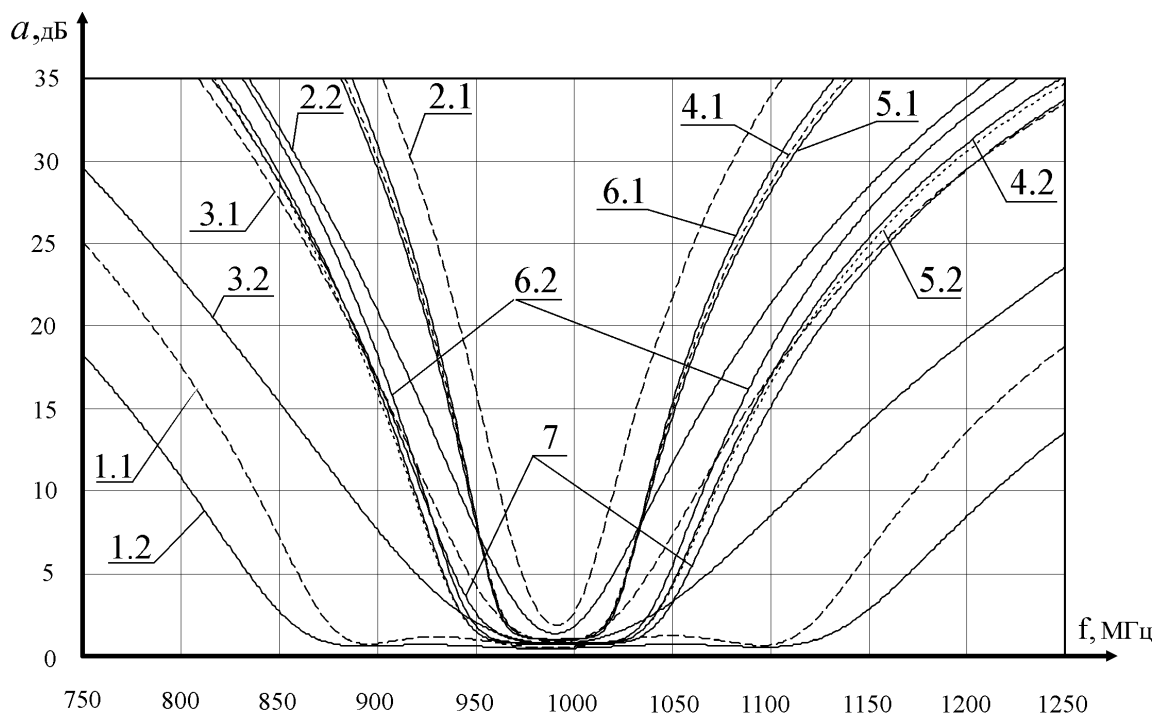


Рис. 2. Частотні характеристики фільтра

Для порівняння методів проектування в табл. 3 наведені параметри розрахованих фільтрів в області смуг пропускання і загородження, визначені за рівнем максимального загасання в смузі пропускання і рівнем мінімального загасання в смузі загородження фільтра.

Аналіз результатів показує, що частотні характеристики фільтрів, синтезовані з використанням фільтрів-прототипів НЧ, якнайточніше відповідають вихідним даним, а також характеристикам при синтезі за допомогою пакета програм Microwave Office. Максимальний розкид характеристик, отриманих на основі найточнішої методики визначення геометричних параметрів [10], порівняно з границею абсолютної смуги пропускання фільтра не перевищує 6 %. Метод синтезу на базі східчастих переходів забезпечує значно меншу точність; відхилення частотних характеристик досягає 46 %.

## Порівняльні дані розрахунків

Варіант визначення геометричних розмірів		Метод синтезу фільтра			
		1. Східчастий перехід		2. Фільтр-прототип нижніх частот	
		максимальне загасання в смузі пропускання $a_{\Pi} = 3$ дБ	загасання в смузі загородження $a_3 = 30$ дБ	максимальне загасання в смузі пропускання $a_{\Pi} = 3$ дБ	загасання в смузі загородження $a_3 = 30$ дБ
Частоти					
1. [6], [7,№1]	$f_{-\Pi}$ , МГц	869,15	–	848,19	–
	$f_{\Pi}$ , МГц	1129,00	–	1151,80	–
	$f_{-3}$ , МГц	–	709,26	–	641,58
	$f_3$ , МГц	–	1531,10	–	1624,00 при $a_3 = 27,778$ дБ
2. [7,№2]	$f_{-\Pi}$ , МГц	980,53	–	971,47	–
	$f_{\Pi}$ , МГц	1001,90	–	1009,50	–
	$f_{-3}$ , МГц	–	917,53	–	860,35
	$f_3$ , МГц	–	1080,70	–	1162,70
3. [8], [7,№3]	$f_{-\Pi}$ , МГц	957,63	–	938,23	–
	$f_{\Pi}$ , МГц	1025,90	–	1046,50	–
	$f_{-3}$ , МГц	–	838,19	–	747,71
	$f_3$ , МГц	–	1205,70	–	1343,00
4. [9]	$f_{-\Pi}$ , МГц	962,14	–	941,00	–
	$f_{\Pi}$ , МГц	1020,70	–	1044,10	–
	$f_{-3}$ , МГц	–	900,45	–	846,51
	$f_3$ , МГц	–	1107,20	–	1189,20
5. [10]	$f_{-\Pi}$ , МГц	961,88	–	940,74	–
	$f_{\Pi}$ , МГц	1021,10	–	1044,50	–
	$f_{-3}$ , МГц	–	898,64	–	843,79
	$f_3$ , МГц	–	1109,90	–	1193,70
6. [11]	$f_{-\Pi}$ , МГц	961,10	–	943,98	–
	$f_{\Pi}$ , МГц	1021,90	–	1040,50	–
	$f_{-3}$ , МГц	–	903,04	–	855,82
	$f_3$ , МГц	–	1102,70	–	1173,70
Microwave Office					
		максимальне загасання в смузі пропускання $a_{\Pi} = 3$ дБ		загасання в смузі загородження $a_3 = 30$ дБ	
Micro-wave Office	$f_{-\Pi}$ , МГц	948,04		–	
	$f_{\Pi}$ , МГц	1049,00		–	
	$f_{-3}$ , МГц	–		843,79	
	$f_3$ , МГц	–		1205,1	

Розкид частотних характеристик порівняно з відхиленням границь смуги пропускання фільтра відносно ширини абсолютної смуги пропускання для вихідних даних фільтра, при синтезі на базі фільтрів-прототипів НЧ, не перевищує 10 %, з використанням східчастих переходів досягає 30 %.

З аналізу частотних характеристик фільтрів випливає, що найкращу точність мають дві методи визначення геометричних параметрів фільтра, описані в [9] і [10]. Методика [10] забезпечує більшу точність, однак вимагає застосування ітераційної процедури розв'язання системи двох трансцендентних рівнянь. Методика [9] також має достатню точність і в той самий час вона найбільш проста для практичного використання.

### Висновки

У роботі проведено порівняльний аналіз методів синтезу мікросмушкових СПФ на зв'язаних лініях з боковим зв'язком і способів визначення геометричних розмірів зв'язаних ліній. З цієї метою виконано розрахунок 4-ланкового фільтра з використанням різних методик проектування. Порівняльний аналіз результатів показує, що для практичного застосування найкращим є метод проектування на основі фільтрів-прототипів НЧ, що забезпечує збіг по точності характеристик фільтра не гірше 10 % з вихідними даними для синтезу фільтра.

Напрямок подальших досліджень пов'язаний з вибором методики оцінки впливу розкиду геометричних параметрів на частотні характеристики фільтра при проектуванні.

1. Малорацкий Л.Г., Явич Л.Р. Проектирование и расчет СВЧ элементов на полосковых линиях. – М., 1972.
2. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р., Смирнов В.П. Справочник по элементам волноводной техники. – М., 1967.
3. Конструирование и расчет полосковых устройств / Под ред. И. С. Ковалева. – М., 1974.
4. Фельдштейн А.Л., Явич Л. Р. Синтез четырёхполюсников и восьми-полюсников на СВЧ. – М., 1965.
5. Фуско В. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование / Пер. с англ. – М., 1990.
6. Шварцман А. Расчёт и конструирование устройств на полосковых линиях / Электроника (США). – 1967. – №2. – С. 109–112.
7. Заикин Б., Руденко Г. К расчёту волновых сопротивлений связанных несимметричных полосковых линий / Изв. вузов, СССР, Радиоэлектроника. – 1973. – Т. XVI, № 2. – С. 39–42.
8. Schwarzmann A. Approximate solution for a coupled pair of microstrip lines in microwave integrated circuits. – *Microwave J.* – 1969. – V. 12. – №5. – P. 79–82.
9. Проектирование интегральных устройств СВЧ.: Справочник / Ю.Г. Ефремов, В.В. Конин, Б.Д. Солганик и др. – К., 1990.
10. Akhtarzad S., Rowbotham T., Johns P. The design of coupled microstrip lines // *IEEE Transaction on microwave theory and techniques* – 1975. – Vol. MTT – 23. – № 6, June. – P. 486–492.
11. Данилин В.Н. и др. Аналоговые полупроводниковые интегральные схемы СВЧ / В.Н. Данилин, А.И. Кушиниренко, Г.В. Петров. – М., 1985.
12. Гупта К., Гардж Р., Чадха Р. Машинное проектирование СВЧ устройств / Пер. с англ. – М., 1987.
13. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / С.И. Бахарев, В.И. Вольман, Ю.Н. Либ и др.; Под ред. В.И. Вольмана. – М., 1982.
14. Wheeler H. "Transmission-line properties of a strip on a dielectric sheet on a plane" // *IEEE Transaction on microwave theory and techniques* – 1977. – Vol. MTT – 25. – № 8, August. – P. 631– 647.
15. Темнов В.М., Шунина Н.М. Расчёт одиночной и связанных микрополосковых линий передачи / Вопросы радиоэлектроники. Сер. Радиоизмерительная техника. – 1972. – Вып. 2. – С. 29–35.
16. Bryant T. Weiss J. "Parameters of microstrip transmission lines and of coupled pairs of microstrip lines" // *IEEE Transaction on microwave theory and techniques* – 1968. – Vol. MTT – 16. – № 12, December. – P. 1021–1027.
17. Weiss J. "Microwave propagation on coupled pairs of microstrip transmission lines" // *Advances in Microwaves*, 1974. – № 8. – P. 295–320.