

УДК 621.372.852.1

Карпуков Л.М.¹, Воскобойник В.О.²

¹ д-р техн. наук, проф. НУ «Запорізька політехніка»

² канд. техн. наук, проф. НУ «Запорізька політехніка»

МЕТОД РЕАЛІЗАЦІЇ У ПРОЦЕДУРІ СИНТЕЗУ МІКРОХВИЛЬОВИХ ШЛЕЙФНИХ ФІЛЬТРІВ

Традиційні методи розрахунку шлейфних фільтрів, що ґрунтуються на перетворенні низькочастотних фільтрів-прототипів у конструкції на елементах з розподіленими параметрами, не забезпечують оптимальних частотних характеристик. У [1] запропоновано прямий метод синтезу шлейфних фільтрів за функцією фільтрації, для апроксимації якої застосовуються функції Чебишева. Розрахунок хвильових опорів ліній елементів структури фільтра здійснюється у цьому методі шляхом вирішення оптимізаційної задачі, якість якого багато в чому залежить від початкового наближення. У зв'язку з цим інтерес представляє реалізація класичного підходу до синтезу, що включає, крім етапу апроксимації, також процедури формалізації та реалізації.

Структура фільтра представлена на рис. 1, де ρ_0 хвильові опори вхідного та вихідного портів, ρ_c – відрізків ліній, ρ_s – шлейфів.

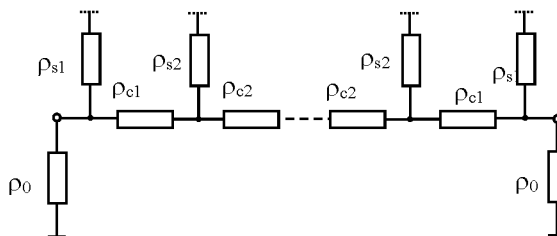


Рисунок 1 – Структура шлейфного фільтра

Чебишевська функція, що апроксимує функцію фільтрації, має, наприклад, для смугового фільтра, наступний вид [1]:

$$F(\theta) = \frac{S_{11}(\theta)}{S_{21}(\theta)} = \frac{\gamma \sum_{k=0}^m a_k \cos(2k\theta)}{\sin(\theta)} \quad (1)$$

де $S_{11}=A_{11}/B$, $S_{21}=A_{21}/B$ – параметри розсіювання фільтра; $m=n_s/2$, $\gamma=\cos(\theta)$ при n_s парному; $m=(n_s+1)/2$, $\gamma=1$ при n_s непарному; n_s – кількість шлейфів.

Етап формалізації полягає у виділенні многочлена $B(z)$, що задовольняє умові фізичної реалізованості, із квадрата модуля $|B(z)|^2=|A_{11}(z)|^2+|A_{21}(z)|^2$ знаменника S -параметрів, що складається за (1), тут $z=\exp(-j2\theta)$, j - уявна одиниця. На етапі реалізації за функцією $S_{11}(z)=A_{11}(z)/B(z)$, складеної при формалізації, розраховуються хвильові опори ланок структури фільтра. У запропонованому методі реалізації використовується формула

$$S_{11}(z)_{n-1} = \frac{A_{11}(z)_e B(z)_n - B(z)_e A_{11}(z)_n}{D(z)_e B(z)_n - A_{11}(z)_e A_{11}(z)_n} \quad (2)$$

яка зв'язує коефіцієнти відображення структур з числом ланок n та $n-1$. У процесі послідовного від'єднання ланок з матрицею розсіювання S_e їх хвильові опори визначаються за умови зменшення на одиницю порядку поліномів (2). Додатковою умовою є: $S_{11}(0)=(1-\gamma_s-\gamma_c)/(1+\gamma_s+\gamma_c)$ для шлейфу або $S_{11}(0)=(1-\gamma_c)/(1+\gamma_c)$ для відрізка лінії на вході структури, $\gamma=1/\rho$.

На рис. 2 представлена ідеальна частотна характеристика, яка отримана за результатами синтезу фільтра, що містить 5 шлейфів і 4 відрізка лінії, для загасань $\alpha_c=0,1$ dB у смузі пропускання, $\alpha_s=40$ dB у смузі згасання та при 50% відносній смузі пропускання.

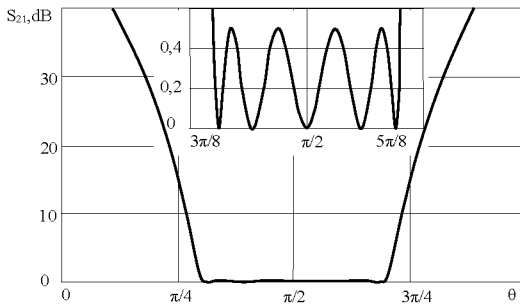


Рисунок 2 – Амплітудно-частотна характеристика фільтра

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Karpukov L., Savchenko Iu., Voskoboynik V. Optimal synthesis of stub microwave filters. // Radio Electronics, Computer Science, Control. 2024. № 2. P 15-23. doi: 10.15588/1607-3274-2024-2-2.