

Карпуков Л. М., доктор технічних наук, професор,
професор кафедри захисту інформації
Національного технічного університету «Запорізька політехніка»
ORCID: 0000-0002-7098-6018

Воскобойник В. О., кандидат технічних наук, доцент,
доцент кафедри захисту інформації
Національного технічного університету «Запорізька політехніка»
ORCID: 0000-0003-3786-8666

Савченко Ю. В., кандидат технічних наук,
доцент кафедри кібербезпеки та інформаційних технологій
Університету митної справи та фінансів
ORCID: 0000-0002-7177-6311

Козіна Г. Л., кандидат технічних наук, доцент,
доцент кафедри захисту інформації
Національного технічного університету «Запорізька політехніка»
ORCID: 0000-0002-4787-6865

МЕТОД ПІДВИЩЕННЯ ЗАХИЩЕНОСТІ ІНФОРМАЦІЇ В КАНАЛАХ ЗВ'ЯЗКУ ЗАСТОСУВАННЯМ МІКРОХВИЛЬОВИХ ФІЛЬТРІВ ІЗ ПОЛЮСАМИ ЗАГАСАННЯ НА ЗАДАНИХ ЧАСТОТАХ

У статті представлено огляд досліджень, присвячених розгляду сучасних методів організації передачі надважливої інформації. Завдання захисту інформації в каналах зв'язку мікрохвильового діапазону нерозривно пов'язане з проблемами електронної сумісності та радіоелектронної протидії. Мікрохвильові фільтри є невід'ємною частиною радіотехнічних і телекомунікаційних систем, здійснюючи частотну селекцію сигналів, придушення завад, розв'язку трактів приймання та передавання. Тому вдосконалення традиційних і розробка нових методів проектування мікрохвильових фільтрів з метою поліпшення їхніх функціональних і масо-габаритних характеристик є актуальним завданням. Метою даної статті є розроблення методу прямого синтезу шлейфових квазіеліптичних фільтрів, які володіють рівнохвильовою характеристикою в смузі пропускання та нулями передавання на заданих частотах у смузі загородження. Представлено метод і запропоновані співвідношення можуть слугувати основою для розроблення процедури синтезу смугово-пропускних квазіеліптичних шлейфових фільтрів, а також фільтрів нижніх частот і смугово-пропускних фільтрів, які реалізують на відрізках зв'язаних ліній. Проведено аналіз використання двосекційних шлейфів для створення нулів коефіцієнта передавання фільтра на заданих частотах і застосування для апроксимації його частотної характеристики функцій Чебишева та алгебраїчних косинус-дробів Чебишева – Маркова. Розроблено новий метод прямого синтезу квазіеліптичних шлейфових фільтрів нижніх частот, що забезпечує одержання оптимальних характеристик, які повністю відповідають потенційним можливостям фільтрувальних структур за частотною селективністю. Представлено метод і запропоновані співвідношення можуть слугувати основою для розроблення процедури синтезу смугово-пропускних квазіеліптичних шлейфових фільтрів, а також фільтрів нижніх частот і смугово-пропускних фільтрів, які реалізують на відрізках зв'язаних ліній. Для шлейфових квазіеліптичних фільтрів нижніх частот, без використання фільтрів-прототипів. Визначено функції фільтрації для структур фільтрів, складених з односекційних і двосекційних шлейфів. На основі функцій Чебишева та алгебраїчного косинус-дробу Чебишева – Маркова складено функції, що апроксимують функції фільтрації фільтрів. Запропоновано методику реалізації фільтрів та співвідношення, що визначають параметри розсіювання елементів фільтрів. Складено функції фільтрації та апроксимувальні функції для низки структур фільтрів. Визначено співвідношення, що використовуються при виділенні елементів із загальної структури фільтра на етапі реалізації. Наукова новизна роботи полягає в розробленні нового методу синтезу квазіеліптичних шлейфових фільтрів нижніх частот, що забезпечує реалізацію оптимальних амплітудно-частотних характеристик унаслідок використання в повному обсязі потенційних можливостей структур фільтрів, що синтезуються, за частотною вибірковістю.

Ключові слова: синтез, фільтр нижніх частот, шлейф, параметри розсіювання, функція фільтрації, апроксимація.

Karpukov L. M., Voskoboynik V. O., Savchenko Iu. V., Kozina G. L. Method of Increasing Information Security in Communication Channels Using Microwave Filters with Attenuation Poles at Predetermined Frequencies

The article presents a review of studies devoted to the consideration of modern methods of organising the transmission of critical information. The task of protecting information in microwave communication channels is inextricably linked to the problems of electronic compatibility and electronic countermeasures. Microwave filters are an integral part of radio engineering and telecommunication systems, performing frequency selection of signals, suppression of interference, and decoupling of receiving and transmitting paths. Therefore, the improvement of traditional and development of new methods for designing microwave filters in order to improve their functional and mass-dimensional characteristics is an urgent task. The aim of this article is to develop a method for the direct synthesis of stub quasi-elliptical filters with an equal-wave response in the passband and transmission zeros at specified frequencies in the blocking band. The presented method and the proposed relations can serve as a basis for developing a procedure for synthesising bandpass quasi-elliptic loop filters, as well as low-pass filters and bandpass filters implemented on segments of coupled lines. An analysis of the use of two-sectional loops to create zeroes of the filter's transmission coefficient at given frequencies and the use of Chebyshev functions and algebraic Chebyshev-Markov cosine fractions to approximate its frequency response is carried out. A new method for the direct synthesis of quasi-elliptic low-pass filters has been developed, which provides optimal characteristics that fully meet the potential capabilities of filter structures in terms of frequency selectivity. The presented method and the proposed relations can serve as a basis for developing a procedure for synthesising bandpass quasi-elliptic stub filters, as well as low-pass filters and bandpass filters implemented on segments of coupled lines. For stub quasi-elliptic low-pass filters, without the use of prototype filters. The filtering functions for the filter structures composed of single-section and two-section stubs are determined. On the basis of Chebyshev functions and the algebraic Chebyshev-Markov cosine fraction, functions that approximate the filtering functions of the filters are compiled. The methodology for implementing filters and the relations that determine the scattering parameters of filter elements are proposed. The filtering functions and approximation functions for a number of filter structures are compiled. The relations used in the selection of elements from the overall filter structure at the implementation stage are determined. The scientific novelty of the work lies in the development of a new method for synthesising quasi-elliptic low-pass loop filters, which ensures the realisation of optimal amplitude-frequency characteristics due to the full use of the potential capabilities of the synthesised filter structures in terms of frequency selectivity.

Key words: synthesis, low-pass filter, loop, scattering parameters, filter function, approximation.

Вступ. Завдання захисту інформації в каналах зв'язку мікрохвильового діапазону нерозривно пов'язане з проблемами електронної сумісності та радіоелектронної протидії. Вплив навмисних і ненавмисних електромагнітних завад на технічні засоби може погіршити якість їхнього функціонування, спричинити збої, спотворення або знищення інформації, а також створити канали витoku інформації. Забезпечення системних властивостей електромагнітної сумісності та інформаційної захищеності в умовах впливу на технічні засоби електромагнітних завад зумовлює необхідність вжиття комплексу спеціальних заходів схемотехнічного та конструкторського характеру. Серед схемотехнічних заходів важливе значення має розробка і застосування мікрохвильових фільтрів, що вирізняються високою частотною вибірковістю, а також можливістю завдання полюсів загасання на частотах роботи стаціонарних джерел електромагнітних завад. Найповніше цим умовам задовольняють квазіеліптичні фільтри. Умови компактності та можливості застосування під час виробництва фільтрів технології друкованих плат визначають вибір конструкцій фільтрів, зручних для мікросмужкової реалізації. Серед різноманітних конструкцій мікросмужкових фільтрів слід виокремити шлейфні мікросмужкові фільтри внаслідок простоти конструкції та технологічності їх масового виробництва.

Об'єктом дослідження є процедури синтезу квазіеліптичних мікрохвильових шлейфових фільтрів. За рідкісним винятком синтез квазіеліптичних фільтрів здійснюється за традиційною процедурою, що складається з двох етапів [1,2,3]. На першому етапі виконується синтез фільтра-прототипу на LC-елементах, на другому етапі виконується перетворення LC-схеми прототипу в схему на елементах з розподіленими параметрами. У своїй основі традиційна процедура є наближеною, забезпечуючи відповідність характеристик фільтра-прототипу і синтезованого мікрохвильового фільтра у вузькій смузі відносно центральної частоти робочого діапазону. Тому виникає необхідність у розробленні прямих

методів синтезу мікрохвильових квазіеліптичних фільтрів, що виключають застосування фільтрів-прототипів.

Предметом дослідження є процедури прямого синтезу шлейфових квазіеліптичних фільтрів. Квазіеліптичну характеристику в таких фільтрах створюють схеми, складені з двох типів шлейфів: односекційного шлейфу, утвореного з короткозамкненого або розімкненого на кінці відрізка лінії, а також із двосекційного шлейфу, складеного з двох відрізків ліній, які утворюють резонатор, що формує загасання на заданій частоті.

Метою дослідження є розробка прямого методу синтезу квазіеліптичних фільтрів нижніх частот, складених із співрозмірних відрізків чвертьхвильових ліній.

Постановка задачі. Розроблення прямого методу синтезу квазіеліптичних шлейфових фільтрів містить у собі розв'язання таких завдань класичної теорії синтезу електричних фільтрів:

- складання функції фільтрації досліджуваної структури фільтра;
- вибір для функції фільтрації апроксимувальної функції, що задовольняє вимогам щодо частотної вибірковості;
- побудова передавальної функції фільтра, що задовольняє заданим вимогам і умовам фізичної реалізованості;
- визначення параметрів елементів структури фільтра.

Літературний огляд. Більшість методів розрахунку мікрохвильових фільтрів ґрунтується на використанні LC-фільтрів-прототипів зі сходою структурою [1, 2, 3]. Для LC-фільтрів розв'язано задачі синтезу й отримано результати в замкненій формі, які дають змогу синтезувати фільтри з амплітудно-частотними характеристиками, які можна апроксимувати різними функціями, включно з еліптичними функціями. Однак класичні LC-прототипи еліптичних фільтрів за їхньої мікросмужкової реалізації призводять до складних, не технологічних конструкцій, трудомістких у налаштуванні. Тому в мікрохвильовій інженерії під час проєктування фільтрів широко використовується квазіеліптична апроксимація, яка практично не поступається за вибірковістю еліптичним характеристикам і дає змогу створювати технологічні мікросмужкові конструкції [1, 2].

Для прямого синтезу квазіеліптичних низькочастотних фільтрів-прототипів запропоновано апроксимацію їхніх коефіцієнтів передавання чебишевською функцією спеціального вигляду, яка забезпечує рівнохвильову характеристику в смузі пропускання і полюси на заданих частотах у смузі загородження [4–7]. За коефіцієнтом передачі складається матриця зв'язків, яка визначає структуру еквівалентної LC-схеми синтезованого прототипу. Формування полюсів загасання в таких схемах забезпечується перехресними, міжелементними зв'язками, що ускладнюють конструкцію фільтра.

Спростити структуру квазіеліптичного фільтра шляхом усунення перехресних, міжелементних зв'язків можна забезпечити застосуванням двосекційних шлейфів [3]. У [8, 9] наведено методикку розрахунку квазіеліптичних фільтрів, складених з односекційних і двосекційних шлейфів, з використанням класичного перетворення [3] низькочастотного LC-фільтра у фільтр на елементах з розподіленими параметрами.

Для перетворення елементів LC-схем фільтрів-прототипів на елементи з розподіленими параметрами зазвичай застосовується перетворення Річарда, а формування структури мікрохвильового фільтра здійснюють за допомогою тотожностей Куроди [1, 2, 3]. Тотожності Куроди ґрунтуються на введенні в структуру фільтра одиничних елементів, що реалізуються на чвертьхвильових відрізках лінії. Слід зазначити, що перетворення Річарда і тотожності Куроди виконуються тільки на робочій частоті фільтра, що позначається на якості характеристик синтезованих фільтрів.

У [10, 11] як фільтри-прототипи використовують цифрові фільтри чебишевського або квазіеліптичного типу, передавальні функції яких складено у вигляді дробово-раціональної функції за параметром $z = \exp(j\omega x)$ [12]. В аналогічній формі складається передавальна функція синтезованого мікрохвильового фільтра із заданою структурою. Параметри елементів структури визначаються шляхом розв'язування оптимізаційної задачі, метою якої є найкращий збіг коефіцієнтів дробово-раціональних функцій фільтра-прототипу та синтезованого фільтра.

$$\hat{T} = \left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \hat{B} & -\hat{A}_{11} \\ \hat{A}_{11} & -\hat{A} \end{bmatrix} = \prod_{i=1}^n \begin{bmatrix} A_i & -A_{11i} \\ A_{11i} & -B_i \end{bmatrix} \\ \hat{A}_{21} = \prod_{i=1}^n A_{21i} \end{array} \right\} \quad (1)$$

де $\hat{A} = \frac{\hat{A}_{11}^2 - \hat{A}_{21}^2}{\hat{B}}$, $A_i = \frac{A_{11i}^2 - A_{21i}^2}{B_i}$.

Характеристики базових елементів для моделювання фільтрів нижніх частот подамо так:

– для відрізка лінії

$$\left. \begin{array}{l} T_l(\theta) = \cos(\theta)E + j \frac{\sin(\theta)}{2R_l} \begin{bmatrix} R_l^2 + 1 & -(R_l^2 - 1) \\ R_l^2 - 1 & -(R_l^2 + 1) \end{bmatrix} \\ A_{21l} = 1; \end{array} \right\} \quad (2)$$

– для розімкнутого на кінці шлейфу

$$\left. \begin{array}{l} T_s(\theta) = \cos(\theta)E + j \frac{\sin(\theta)}{2R_s} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix} \\ A_{21s} = \cos(\theta); \end{array} \right\} \quad (3)$$

– для двосекційного розімкнутого на кінці шлейфу:

$$\left. \begin{array}{l} T_d(\theta) = (\cos^2(\theta) - \cos^2(\theta_n))E + j \frac{\sin(2\theta)}{4R_{d1}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix} \\ A_{21d}(\theta) = \cos^2(\theta) - \cos^2(\theta_n). \end{array} \right\} \quad (4)$$

Тут E – одинична матриця, $R_i = \frac{\rho_i}{\rho_0}$ – нормовані опори ліній; $j = \sqrt{-1}$ – уявна одиниця, $\theta = \frac{2\pi L}{\lambda}$ – електрична довжина, L – довжина лінії, λ – довжина хвилі.

Нулі передавальної функції фільтра $\hat{S}_{21} = \frac{\hat{A}_{21}}{\hat{B}}$ формуються нулем функції $A_{21D}(\theta)$ в (4), значення якого визначається співвідношенням

$$\theta_n = \arccos(-\Gamma_{21d}), \quad (5)$$

де $\Gamma_{21d} = \frac{(\rho_{d2} - \rho_{d1})}{(\rho_{d2} + \rho_{d1})}$ – коефіцієнт відбиття від зчленування ліній у двосекційному шлейфі.

Звідси при відомому R_{d1} значення R_{d2} визначається за формулою:

$$R_{d2} = R_{d1} \frac{1 - \cos(2\theta_n)}{1 + \cos(2\theta_n)}. \quad (6)$$

Частотні властивості фільтра будемо характеризувати функцією фільтрації

$$F(\theta) = \frac{\hat{A}_{11}(\theta)}{\hat{A}_{21}(\theta)}, \quad (7)$$

на підставі якої складається коефіцієнт передачі за потужністю фільтра:

$$|\hat{S}_{21}(\theta)|^2 = \frac{1}{1 + |F(\theta)|^2}. \quad (8)$$

Зазначимо, що для симетричних структур фільтрів функція фільтрації являє собою уявну величину.

На підставі співвідношень (1) – (4) аналіз структури на рис. 2 дає такий вираз для її функції фільтрації:

$$F(\theta) = j \frac{\sin(\theta) \cos(\theta) \sum_{k=0}^{n_s} a_k \sin^{2k}(\theta)}{\cos^{n_s}(\theta) (\cos^2(\theta) - \cos^2(\theta_n))}. \quad (9)$$

Для цієї функції підібрано апроксимацію з використання функції Чебишева та алгебраїчного косинус-дробу Чебишева – Маркова:

$$F_a(n_s, \theta) = \cos \left\{ n_s \arccos(S(\theta)) + (n_s - 1) \arccos(T(\theta)) + 2 \arccos \left(\frac{h_n S(\theta)}{\sqrt{1 - \frac{S(\theta)^2}{S(\theta_n)^2}}} \right) \right\}, \quad (10)$$

де $S(\theta) = \frac{\sin(\theta)}{\sin(\theta_c)}$, $T(\theta) = \frac{\operatorname{tg}(\theta)}{\operatorname{tg}(\theta_c)}$, $h_n = \sqrt{1 - \frac{S(\theta_c)^2}{S(\theta_n)^2}}$, θ_c – електрична довжина для частоти зрізу за рівнем пульсацій у смузі пропускання фільтра.

Функція (10) забезпечує рівнохвильову характеристику фільтра в смузі пропускання і нуль передачі в смузі загородження. Ця функція може бути записана у вигляді:

$$F_a(\theta) = \frac{0,5 \sin^2(\theta_n) (A^{(+)}(\theta) + A^{(-)}(\theta))}{c \cos(\theta)^{n_s-1} (\sin^2(\theta_n) - \sin^2(\theta))}, \quad (11)$$

де $A^{(\pm)}(\theta) = (S(\theta) \pm Q(\theta))^{n_s} (\cos(\theta_c) S(\theta) \pm Q(\theta))^{n_s-1} \times$
 $\times (h_n S(\theta) \pm Q(\theta))^2$, $Q(\theta) = \sqrt{S(\theta)^2 - 1}$.

Перетворення цього виразу приводить до співвідношення, що збігається за формою з (9):

$$F_a(\theta) = \frac{\sin(\theta) \sum_{k=0}^{n_s} b_k \sin^{2k}(\theta)}{\cos(\theta)^{n_s-1} (\sin^2(\theta_n) - \sin^2(\theta))}. \quad (12)$$

На рис. 3 представлено структуру з двома однаковими двосекційними шлейфами. Її функція фільтрації має вигляд:

$$F(\theta) = j \frac{\sin(\theta) \cos^2(\theta) \sum_{k=0}^4 a_k \sin^{2k}(\theta)}{\cos^3(\theta) (\cos^2(\theta) - \cos^2(\theta_n))^2} \quad (13)$$

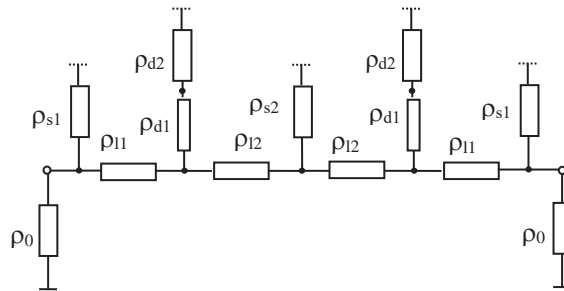


Рис. 3. Структура фільтра з двома однаковими двосекційними шлейфами

Апроксимація цієї функції за аналогією з (10) – (12) запишеться таким чином:

$$F_a(\theta) = \frac{0,5 \sin^4(\theta_n) (A^{(+)}(\theta) + A^{(-)}(\theta))}{c \cos(\theta) (\sin^2(\theta_n) - \sin^2(\theta))^2}, \quad (14)$$

где $A^{(\pm)}(\theta) = (S(\theta) \pm Q(\theta))^4 (\cos(\theta_c) S(\theta) \pm Q(\theta)) \times$
 $\times (h_n S(\theta) \pm Q(\theta))^4$.

Розкриття функцій $A^{(\pm)}(\theta)$ приводить до формули, що збігається за формою з (13):

$$F_a(\theta) = \frac{\sin(\theta) \sum_{k=0}^{n_s} b_k \sin^{2k}(\theta)}{\cos(\theta) (\sin^2(\theta_n) - \sin^2(\theta))^2}. \quad (15)$$

Для отримання фільтра з двома нулями передачі може бути використана структура, зазначена на рис. 4.

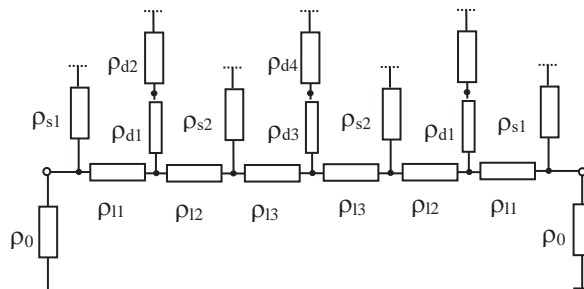


Рис. 4. Структура фільтра з двома нулями коефіцієнта передачі

Функція фільтрації цієї структури записується як

$$F(\theta) = j \frac{\sin(\theta) \cos^3(\theta) \sum_{k=0}^6 a_k \sin^{2k}(\theta)}{\cos^4(\theta) P_1(\theta) P_2(\theta)}, \quad (16)$$

де $P_{1,2}(\theta) = \cos^2(\theta) - \cos^2(\theta_{n_{1,2}})$.

Відповідна апроксимувальна функція має аналогічний (13) вигляд, коефіцієнти b_k її полінома в чисельнику визначаються зі співвідношення:

$$F_a(\theta) = \frac{0,5 \sin^4(\theta_{n_1}) \sin^2(\theta_{n_2}) (A^{(+)}(\theta) + A^{(-)}(\theta))}{c \cos(\theta) P_1(\theta) P_2(\theta)}, \quad (17)$$

де $A^{(\pm)}(\theta) = (S(\theta) \pm Q(\theta))^6 (\cos(\theta_c) S(\theta) \pm Q(\theta)) \times$
 $\times (h_{n_1} S(\theta) \pm Q(\theta))^4 (h_{n_2} S(\theta) \pm Q(\theta))^2$.

Після вибору апроксимувальної функції для функції фільтрації наступним етапом у загальному процесі синтезу є операція формалізації, мета якої полягає у виділенні полінома Гурвіца $\hat{B}(z)$, где $z = \exp(-j2\theta)$, зі знаменника параметрів розсіювання фільтра. Ця операція здійснюється на підставі умови унітарності

$$|\hat{B}(z)|^2 = |\hat{A}_{11}(z)|^2 + |\hat{A}_{21}(z)|^2 \quad (18)$$

матриці розсіювання фільтра.

За результатом формалізації складаються параметри розсіювання $\hat{S}_{ik}(z) = \frac{\hat{A}_{ik}(z)}{\hat{B}(z)}$ і матриця передачі $\hat{T}(z)$ фільтра.

Заключним етапом синтезу фільтра є реалізація його структурної схеми, що полягає у визначенні хвильових опорів з'єднувальних ліній і шлейфів. Процес реалізації полягає в послідовному виділенні з матриці $\hat{T}(z)$ фільтра матриць $T_k(z)$ елементів її структури.

Для визначення хвильових опорів елементів структури, що відокремлюються, використовуються такі співвідношення:

- Під час від'єднання односекційного шлейфу і відрізка лінії від двосекційного шлейфу використовуються дві умови:

$$\begin{cases} R_s^{-1} + R_l^{-1} = Y_0, \\ R_s^{-1} t g(\theta_n) - R_l^{-1} c t g(\theta_n) = -j Y_n, \end{cases}$$

звідки

$$\begin{cases} R_s^{-1} = \frac{(1 + t g(\theta_n))}{(Y_0 - j t g(\theta_n))}, \\ R_l^{-1} = \frac{(1 + c t g(\theta_n))}{(Y_0 + j c t g(\theta_n))}, \end{cases} \quad (19)$$

де

$$Y_0 = \frac{1 - \hat{S}_{11}(0)}{1 + \hat{S}_{11}(0)},$$

$$Y_n = \frac{1 - \hat{S}_{11}(z)}{1 + \hat{S}_{11}(z)}, \quad z = z_n = e^{-j2\theta_n}$$

- Під час від'єднання двосекційного шлейфу від лінії використовується співвідношення

$$R_{d1} = \frac{(1 - z_n^2) (d\hat{A}_{11}(z)/dz + d\hat{B}(z)/dz)}{2(z_n - z_n^{-1}) \hat{B}(z)} \Bigg|_{z=z_n}, \quad (20)$$

яке впливає з умови подільності матриці $N_d(z) \hat{T}(z)$ на $\det(T_d(z)) = (z - z_n)^2 (z - z_n^{-1})^2$, де $N_d(z)$ матриця, приєднана до матриці $T_d(z)$ двосекційного шлейфу.

Можна спростити процес реалізації шляхом розв'язання спільної системи нелінійних рівнянь, складеної за коефіцієнтами поліномів $F(\theta)$ и $F_a(\theta)$:

$$a_k(X) - \delta b_k = 0, \quad k = 1, \dots, n, \quad (21)$$

де $X = x_1, \dots, x_n$ – вектор, утворений зі шуканих хвильових опорів, δ – величина пульсацій у смузі пропускання фільтра'.

Експерименти. Для апробації запропонованого методу виконаємо синтез фільтра нижніх частот за вихідними даними з [11]: центральна частота $f_0 = 4$ ГГц ($\theta_0 = \frac{\pi}{2}$); характеристика в смузі пропускання рівнохвильова з частотою зрізу за рівнем пульсацій $f_c = 1,2$ ГГц ($\theta_c = 0,471$) та загасанням $\alpha_c = 1,0$ ДБ; загасання α_b у смузі загородження не менше 40 дБ на частоті $f_b = 2,0$ ГГц ($\theta_b = \frac{\pi}{4}$).

Для синтезу фільтра вибираємо структуру на рис. 1 і функцію апроксимації (10). З умови

$$|F_a(n_s, \theta_b)| \geq \frac{\sqrt{\frac{\alpha_b}{10^{\frac{\alpha_b}{10}} - 1}}}{\sqrt{\frac{\alpha_c}{10^{\frac{\alpha_c}{10}} - 1}}} \quad (22)$$

визначаємо мінімальне число односекційних шлейфів і відрізків ліній. Для зазначених значень α_c , α_b , θ_c , θ_b умова (22) буде виконано при $n_s = n_l = 2$, $\theta_n = 0,656$ ($f_n = 1,67$ ГГц). У результаті апроксимувальна функція набуде вигляду:

$$F_a(\theta) = \frac{\sin(\theta) \sum_{k=0}^2 b_k \cos^{2k}(\theta)}{\cos(\theta)(\sin^2(\theta_n) - \sin^2(\theta))}$$

де коефіцієнти обчислюються за формулами:

$$b_0 = \sin(\theta_n)^2 \frac{2+2h_n+\cos(\theta_c)}{\sin(\theta_c)},$$

$$b_1 = -\sin^2(\theta_n) \frac{4 + 6h_n + 2h_n^2 + (3 + 4h_n + h_n^2) \cos(\theta_c)}{\sin^3(\theta_c)},$$

$$b_2 = \sin^2(\theta_n) \frac{(2+4h_n+2h_n^2)(1+\cos(\theta_c))}{\sin^5(\theta_c)}.$$

Для фільтра, що синтезується: $b_0 = 3,80121$; $b_1 = -63,499975$; $b_2 = 227,681271$.

За цими коефіцієнтами і співвідношеннями (18), (19) у результаті процедур формалізації та реалізації отримано такі значення опорів елементів фільтра для хвильового опору портів $\rho_0 = 50$ Ом: $\rho_s = 12,072$, $\rho_l = 99,141$, $\rho_{d_1} = 32,395$, $\rho_{d_2} = 19,192$ Ом.

Для цих самих вихідних даних у [11] подано результати розрахунку фільтра з використанням цифрового фільтра-прототипу, складеного для z-області. Фільтр було реалізовано у вигляді восьми секцій, перша й остання секції представлені двосекційними шлейфами з опорами $\rho_{d_1} = 80,3$; $\rho_{d_2} = 259,0$ и $\rho_{d_1} = 103,2$; $\rho_{d_2} = 69,4$ (Ом), що забезпечують нулі передачі на частотах $f_{n_1} = 1,72$ ГГц ($\theta_{n_1} = 0,675$) и $f_{n_2} = 2,7$ ГГц ($\theta_{n_2} = 1,06$). По центру розташовувалася ступінчаста структура, складена з шести чвертьхвильових відрізків ліній з опорами: 143,8; 11,6; 160; 148,1; 99,4 (Ом).

На рис. 5 наведено результати розрахунку частотних залежностей коефіцієнта передавання фільтра, що розглядається, розраховані за пропонуваним методом синтезу (крива 1) і за методикою з [11] (крива 2). Як випливає з малюнка, синтезований фільтр, за меншої кількості елементів порівняно з фільтром з [11], має суворо рівнохвильову залежність у смузі пропускання та вищу крутизну спаду.

Для фільтра зі структурою, зазначеною на рис. 3, розглянутим методом синтезу отримано при $f_c = 1,2$ ГГц, $\alpha_c = 0,2$ ДБ, $f_b = 2,0$ ГГц, $\alpha_b \geq 70$ дБ такі коефіцієнти апроксимуючої функції (15): $b = 1.1366 \cdot 10^4$; $-5.2358 \cdot 10^4$; $9,0282 \cdot 10^4$; $-6.9066 \cdot 10^4$; $1.9777 \cdot 10^4$.

За цими коефіцієнтами шляхом розв'язання системи рівнянь (21) обчислені при $\rho_0 = 50$ Ом хвильові опори елементів фільтра: $\rho = 18,73$; 125,71; 41,62; 24,66; 141,15; 10,85 (Ом) Тут і далі опори перелічено відповідно до послідовності опорів, зазначеної на малюнках зі структурою фільтра. Для цих даних результат розрахунку амплітудно-частотної характеристики синтезованого фільтра наведено на рис. 6.

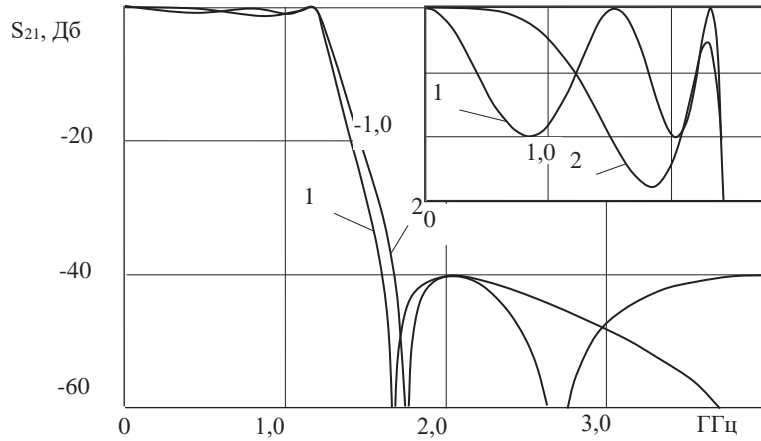


Рис. 5. Частотні характеристики фільтрів при $f_c = 1,2\text{ГГц}$, $\alpha_c = 1,0\text{дБ}$, $f_b = 2,0\text{ГГц}$, $\alpha_b = 40\text{дБ}$

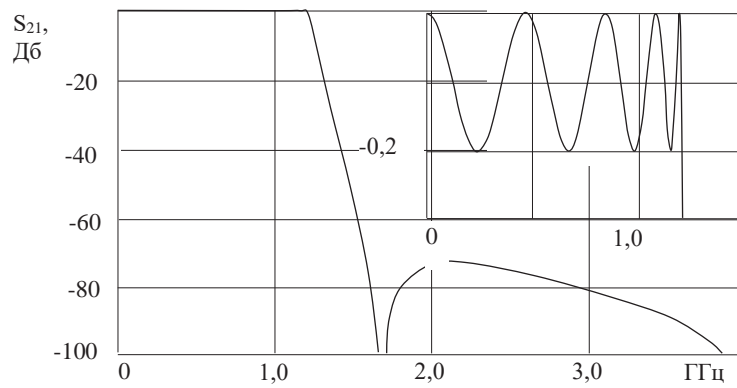


Рис. 6. Частотна характеристика коефіцієнта передачі фільтра зі структурою на рис. 3 при $f_c = 1,2\text{ГГц}$, $\alpha_c=0,2\text{ дБ}$, $f_b = 2,0\text{ГГц}$, $\alpha_b=74\text{ дБ}$

Для фільтра на рис. 4 із двома нулями передачі при $f_c = 1,2\text{ГГц}$, $\alpha_c = 0,1\text{дБ}$, $f_b = 2,0\text{ ГГц}$, $\alpha_b \geq 100\text{ дБ}$, $f_{n_1} = 1,67\text{ГГц}$, $f_{n_2} = 2,16\text{ГГц}$ знайдено такі коефіцієнти апроксимувальної функції (17): $b=1,5384 \cdot 10^6$; $-1,0562 \cdot 10^7$; $3,018 \cdot 10^7$; $-4,5938 \cdot 10^7$; $3,9287 \cdot 10^7$; $-1,7898 \cdot 10^7$; $3,3933 \cdot 10^6$. Для цих коефіцієнтів при $\rho_0 = 50\text{ Ом}$ з розв'язання системи рівнянь (21) отримано: $\rho=21,59$; $130,9$; $44,73$; $26,49$; $150,9$; $11,39$; $165,9$; $22,3$; $28,9\text{ (Ом)}$. Результат розрахунку частотної характеристики синтезованого фільтра наведено на рис. 7

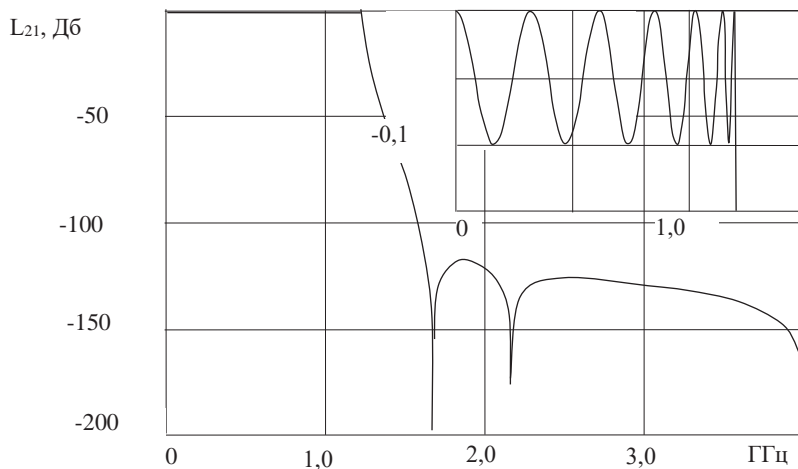


Рис. 7. Частотна характеристика коефіцієнта передачі фільтра зі структурою на рис. 4 при $f_c = 1,2\text{ГГц}$, $\alpha_c = 0,1\text{дБ}$, $f_b = 2,0\text{ГГц}$, $\alpha_b = 117\text{дБ}$

Висновки. Завдання захисту інформації в каналах зв'язку мікрохвильового діапазону нерозривно пов'язане з проблемами електронної сумісності та радіоелектронної протидії. Вплив навмисних і ненавмисних електромагнітних завад на технічні засоби може погіршити якість їхнього функціонування, спричинити збої, спотворення або знищення інформації, а також створити канали витоку інформації.

Мікрохвильові фільтри є невід'ємною частиною радіотехнічних і телекомунікаційних систем, здійснюючи частотну селекцію сигналів, придушення завад, розв'язку трактів приймання та передавання. Тому вдосконалення традиційних і розробка нових методів проектування мікрохвильових фільтрів з метою поліпшення їхніх функціональних і масо-габаритних характеристик є актуальним завданням.

Представлено метод і запропоновані співвідношення можуть слугувати основою для розроблення процедури синтезу смугово-пропускних квазіеліптичних шлейфових фільтрів, а також фільтрів нижніх частот і смугово-пропускних фільтрів, які реалізують на відрізках зв'язаних ліній. Для шлейфних квазіеліптичних фільтрів нижніх частот, без використання фільтрів-прототипів.

Проведено аналіз використання двосекційних шлейфів для створення нулів коефіцієнта передавання фільтра на заданих частотах і застосування для апроксимації його частотної характеристики функції Чебишева та алгебраїчних косинус-дробів Чебишева – Маркова

Розроблено новий метод прямого синтезу квазіеліптичних шлейфових фільтрів нижніх частот, що забезпечує одержання оптимальних характеристик унаслідок використання в повному обсязі потенційних можливостей структур фільтрів, що синтезуються, за частотною вибірковістю.

Визначено функції фільтрації для структур фільтрів, складених з односекційних і двосекційних шлейфів. На основі функцій Чебишева та алгебраїчного косинус-дробі Чебишева – Маркова складено функції, що апроксимують функції фільтрації фільтрів. Запропоновано методику реалізації фільтрів та співвідношення, що визначають параметри розсіювання елементів фільтрів. Складено функції фільтрації та апроксимувальні функції для низки структур фільтрів.

Визначено співвідношення, що використовуються при виділенні елементів із загальної структури фільтра на етапі реалізації.

Аббревіатури

ФНЧ – фільтр нижніх частот;
ФФ – функція фільтрації;
ПП – смуга пропускання;
ПЗ – смуга загородження;
АЧХ – амплітудно-частотна характеристика.

Номенклатура

θ – електрична довжина, рад;
 ρ_0 – хвильовий опір вхідного і вихідного портів фільтра, Ом;
 ρ_i – хвильовий опір лінії, Ом;
 R_i – нормований хвильовий опір лінії;
 S_{ik} – параметр розсіювання;
 j – уявна одиниця;
 α – загасання, дБ;
 f_0 – центральна частота, Гц;
 f_c – частота зрізу за рівнем пульсацій, Гц;
 T – модифікована матриця передачі;
 E – одинична матриця.

Список використаних джерел:

1. Hong. Microstrip filters for RF/microwave applications. Hoboken/ Jia-Sheng Hong – New York: John Wiley & Sons, Inc., 2011. 635 p.
2. Cameron R.J. Microwave filters for communication systems: fundamentals, design, and applications. Hoboken:/ R.J. Cameron, C.M. Kudsia, R.R. Mansour – New York: Wiley & Sons, Inc., 2007. 771 p.

3. G. Mattaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, Norwood, MA, 1980. 1096 p.
4. R. J. Cameron. "Fast generation of Chebychev filter prototypes with asymmetrically-prescribed transmission zeros". *ESA J.*, vol. 6, pp. 83–95, 1982.
5. R. J. Cameron. "General Coupling Matrix Synthesis Methods for Chebyshev Filtering Functions". *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, No.4, pp. 433-442, April 1999.
6. S. Amari. "Direct Synthesis of a New Class of Bandstop Filters". *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, No.2, pp. 607-616, February 2004.
7. G. Macchiarella. "Accurate Synthesis of Inline Prototype Filters Using Cascaded Triplet and Quadruplet Sections". *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, No.7, pp. 1779-1783, July 2002.
8. C. Quendo, E. Rius, and C. Person. "Narrow Bandpass Filters Using Dual-Behavior Resonators". *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, No.3, pp. 734-743, March 2003.
9. C. Quendo, E. Rius, and C. Person. "Narrow Bandpass Filters Using Dual-Behavior Resonators Based on Stepped-Impedance Stubs and Different-Length Stubs". *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, No.3, pp. 1034-1043, March 2004.
10. Da-Chiang Chang "Design and Implementation of Filters Using Transfer Functions in the Z Domain". *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, No.5, pp. 979-985, May 2001.
11. Da-Chiang Chang and Ching-Wen Hsue "Wide-Band Equal-Ripple Filters in Nonuniform Transmission". *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, No. 4, pp. 1114-1117, April 2002.
12. A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, *Discrete-Time Signal Processing*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall., 1989.-893 p.
13. Ming-Iu Lai, Shyh-Kang Jeng "Compact Microstrip Dual-Band Bandpass Filters Design Using Genetic-Algorithm Techniques" *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, No. 1, pp.160-167, January 2006.
14. Карпуков Л.М. Прямой синтез шлейфных фильтров нижних частот с чебышевской характеристикой / Л.М. Карпуков, Р.Ю. Корольков // *Радиоелектроніка. Інформатика. Управління*. – 2014. – №1. – С.35-39.

References:

1. Hong. *Microstrip filters for RF/microwave applications*. Hoboken/ Jia-Sheng Hong – New York: John Wiley & Sons, Inc., 2011. 635 p.
2. Cameron R.J. *Microwave filters for communication systems: fundamentals, design, and applications*. Hoboken:/ R.J. Cameron, C.M. Kudsia, R.R. Mansour – New York: Wiley & Sons, Inc., 2007. 771 p.
3. G. Mattaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, Norwood, MA, 1980. 1096 p.
4. R. J. Cameron. "Fast generation of Chebychev filter prototypes with asymmetrically-prescribed transmission zeros". *ESA J.*, vol. 6, pp. 83–95, 1982.
5. R. J. Cameron. "General Coupling Matrix Synthesis Methods for Chebyshev Filtering Functions". *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, No.4, pp. 433-442, April 1999.
6. S. Amari. "Direct Synthesis of a New Class of Bandstop Filters". *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, No.2, pp. 607-616, February 2004.
7. G. Macchiarella. "Accurate Synthesis of Inline Prototype Filters Using Cascaded Triplet and Quadruplet Sections". *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, No.7, pp. 1779-1783, July 2002.
8. C. Quendo, E. Rius, and C. Person. "Narrow Bandpass Filters Using Dual-Behavior Resonators". *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, No.3, pp. 734-743, March 2003.
9. C. Quendo, E. Rius, and C. Person. "Narrow Bandpass Filters Using Dual-Behavior Resonators Based on Stepped-Impedance Stubs and Different-Length Stubs". *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, No.3, pp. 1034-1043, March 2004.
10. Da-Chiang Chang "Design and Implementation of Filters Using Transfer Functions in the Z Domain". *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, No.5, pp. 979-985, May 2001.
11. Da-Chiang Chang and Ching-Wen Hsue "Wide-Band Equal-Ripple Filters in Nonuniform Transmission". *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, No. 4, pp. 1114-1117, April 2002.
12. A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, *Discrete-Time Signal Processing*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall., 1989.-893 p.
13. Ming-Iu Lai, Shyh-Kang Jeng "Compact Microstrip Dual-Band Bandpass Filters Design Using Genetic-Algorithm Techniques" *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, No. 1, pp.160-167, January 2006.
14. Karpukov L.M., Korol'kov R.Yu. Pryamoy sintez shleyfnykh fil'trov nizhnikh chastot s chebyshevskoy kharakteristikoy. *Radıoyelektronıka. Informatika. Upravlinnya*. 2014. №1. Pp.35-39.