

<https://doi.org/10.31891/2219-9365-2023-75-33>

УДК 621.392, 519.22

БАЛАНЮК Юрій

Національний авіаційний університет

<https://orcid.org/0000-0003-3036-5804>

e-mail: y.balanyuk@nqa.gov.ua

ДУДНИК Владислав

Національний авіаційний університет

<https://orcid.org/0000-0002-7848-8267>

e-mail: vb.dudnik@gmail.com

ВИКОРИСТАННЯ ДВОХ ЧАСТОТНИХ ЗМІННИХ ПРИ СИНТЕЗІ РОЗПОДІЛЕНИХ КІЛ

Показано, що при синтезі розподілених кіл на основі ліній передачі в загальному випадку слід використовувати комплексні функції двох частотних змінних, які дозволяють побудувати довільні функції кіл і повністю охоплюють класи передатних функцій, що фізично реалізуються. Досліджено властивості антисиметричного чотириполюсника в комплексному двовимірному просторі та здійснено порівняння властивостей збіжної (конвергентної) і розбіжної (дивергентної) ліній. Отримано опис елементів «індуктивність» і «ємність» у класі функцій двох комплексних частотних змінних, що дозволяє синтезувати кола, використовуючи ідеї та методи теорії кіл Річардса.

Ключові слова: чотириполюсник, матриця передачі, хвильовий опір, провідність, конвергентно-дивергентна лінія, дивергентно-конвергентна лінія

BALANYUK Yuriy, DUDNYK Vladyslav

National Aviation University

THE USE OF TWO FREQUENCY VARIABLES IN THE SYNTHESIS OF DISTRIBUTED CIRCUITS

It is shown that in the synthesis of distributed circuits based on transmission lines, in general, complex functions of two frequency variables should be used, which allow constructing arbitrary circuit functions and fully cover the classes of physically realized transfer functions. The properties of an antimetric quadropole in a complex two-dimensional space were investigated and the properties of converging (convergent) and divergent (divergent) lines were compared. A description of the elements "inductance" and "capacitance" in the class of functions of two complex frequency variables was obtained, which allows synthesizing circuits using the ideas and methods of Richards circuit theory. One of the main tasks facing developers of frequency-selective devices is to simplify designs and create calculation methods that will ensure filters with precision characteristics in their mass production. This is especially true for nodes on strip lines, since their design eliminates the possibility of any adjustments. The complexity and labor intensity of calculating and designing filters increases as the requirements for their characteristics increase. This leads to the need to create synthesis methods that require minimal labor and allow a unified approach to the design of various devices. When solving this problem, a significant role is played by transformations of the frequency variable. As for microwave devices, the analytical apparatus of frequency transformations is currently represented by Richards substitutions and can only be used for the synthesis of circuits consisting of proportional segments of homogeneous lines. In this regard, another type of frequency transformation is needed, which makes it possible to compare an NL of any class with a concentrated element or circle.

Key words: quadropole, transmission matrix, wave resistance, conductivity, convergent-divergent line, divergent-convergent line

Постановка проблеми у загальному вигляді

та її зв'язок із важливими науковими чи практичними завданнями

До проектування фільтрів з відрізків неоднорідних ліній НЛ можна підходити з декількох позицій [1-15]. Один із принципів полягає в використанні НЛ, включених як чотириполюсники між генератором і навантаженням [1-7]. У цьому випадку необхідна характеристика вибіркової досягається за рахунок зміни хвильового опору лінії за певним законом. Однак вхідний опір НЛ, навантаженої на активний опір, не може бути чисто реактивним на дійсних частотах. Тому ні на одній з них коефіцієнт відображення не може бути рівним одиниці. Отже, принципово неможливо отримати істотне загасання хоча б в одній точці за межами смуги пропускання фільтра. Лише при підборі певного класу комплексних навантажень вдається домогтися значного загасання за межами смуги пропускання [8,9]. В основу іншого принципу конструювання фільтрів покладено використання найпростіших неоднорідних ліній, що виконують функції резонаторів. Необхідна характеристика вибіркової фільтра досягається підбором параметрів резонаторів і кіл зв'язку. Такий шлях побудови фільтрів є більш раціональним. Крім того, в процесі синтезу можна використовувати ідеї та прийоми, що характерні для кіл з відрізків однорідних ліній. Актуальність і важливість цього підходу вимагає розробки і опису моделей відрізків неоднорідних ліній, що дозволяють зіставити НЛ будь-якого класу з зосередженим елементом або колом і дозволять застосувати загальні підходи синтезу для проектування різних пристроїв для кіл передачі.

Метою цієї роботи є опис відрізків неоднорідних ліній елементами «індуктивність» та «ємність» у класі функцій двох комплексних частотних змінних.

Аналіз досліджень та публікацій

В даний час склалися дві школи синтезу кіл з відрізків однорідних ліній. Перша з них заснована на ідеях Кона [2,4,9-15] і оперує резонаторами і інверторами імітансів, друга використовує трансцендентну частотну підстановку Річардса [1,3]. Поширення прийомів цих шкіл на кола з відрізків неоднорідних ліній має принципове значення, оскільки з'являється можливість використання єдиних методів проектування пристроїв на елементах з розподіленими параметрами.

При використанні методу Кона процедура синтезу фільтрів з відрізків однорідних або неоднорідних ліній аналогічна. Вона ґрунтується на визначенні параметрів інверторів за відомими характеристиками прототипу і резонаторів [2,4,8]:

$$I_{01} = \sqrt{(G_a \bar{b}_1 \Delta \omega) / (g_0 g_1 \omega_c)}; \quad I_{n,n+1} = \sqrt{(G_b \bar{b}_n \Delta \omega) / (g_n g_{n+1} \omega_c)};$$

$$I_{j,j+1} = \sqrt{(\Delta \omega^2 \bar{b}_j \bar{b}_{j+1}) / ((\omega_c)^2 g_j g_{j+1})}; \quad j=1, 2, \dots, n-1; \quad (1)$$

$$K_{01} = \sqrt{(R_a \bar{x}_1 \Delta \omega) / (g_0 g_1 \omega_c)}; \quad K_{n,n+1} = \sqrt{(R_b \bar{x}_n \Delta \omega) / (g_n g_{n+1} \omega_c)};$$

$$K_{j,j+1} = \sqrt{(\Delta \omega^2 \bar{x}_j \bar{x}_{j+1}) / ((\omega_c)^2 g_j g_{j+1})}, \quad (2)$$

де G_a, G_b, R_a, R_b — провідності і опори навантажень фільтра; $\Delta \omega$ — відносна ширина смуги пропускання фільтра; $I_{j,j+1}$ та $K_{j,j+1}$ — параметри інверторів провідності і опорів; \bar{b}_j та \bar{x}_j — параметри крутизни реактанса резонаторів; g_j та ω_c — параметри прототипу нижніх частот.

Проте, слід відмітити, що метод Кона є наближеним. Крім того, він накладає суттєві обмеження на структуру синтезованого кола.

Однією з основних задач, що стоять перед розробниками частотновибіркових пристроїв, є спрощення конструкцій і створення методів розрахунку, що забезпечать отримання фільтрів з прецизійними характеристиками при їх серійному виробництві. В особливій мірі це стосується вузлів на смугових лініях, так як їх конструкція виключає можливість будь-яких регулювань.

Складність і трудомісткість розрахунку і конструювання фільтрів зростає в міру того, як підвищуються вимоги до їх характеристик. Це призводить до необхідності створення таких методів синтезу, які вимагають мінімальних витрат праці і дозволяють підходити з єдиних позицій до проектування різних пристроїв. При вирішенні цього завдання істотна роль відводиться перетворенням частотної змінної. Що стосується пристроїв НВЧ, то аналітичний апарат частотних перетворень представлений в даний час підстановками Річардса і може використовуватися тільки для синтезу кіл, що складаються з пропорційних відрізків однорідних ліній. У зв'язку з цим необхідний інший тип частотних перетворень, що дозволяє з'єднати НЛ будь-якого класу з зосередженим елементом або колом.

Основний матеріал

Розглянемо довільний чотириполіусник, який характеризується матрицею передачі [A]. Чотириполіусник з'єднаний з іншими колами відрізками однорідних ліній з хвильовими опорами W_{01} і W_{02} (рис. 1). Для визначеності подальших перетворень матриці передачі будемо вважати, що $W_{01} > W_{02}$. Знайдемо представлення матриці [A] виходячи з того, що чотириполіусник є оборотним:

$$[A] = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{1-BC/AD}} \begin{bmatrix} \sqrt{A/D} & (B\sqrt{D/A})/D \\ (C\sqrt{A/D})/A & \sqrt{D/A} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Оскільки $Y_{11} = D/B$, $Z_{11} = A/C$, то співвідношення (3) можна записати у наступному вигляді:

$$[A] = \frac{1}{\sqrt{1-Z_{11}^{-1}Y_{11}^{-1}}} \begin{bmatrix} \sqrt{A/D} & Y_{11}^{-1}\sqrt{D/A} \\ Z_{11}^{-1}\sqrt{A/D} & \sqrt{D/A} \end{bmatrix}$$

Якщо чотириполюсник симетричний, то $A = B$. У цьому випадку матриця передачі чотириполюсника

$$[A]_c = \frac{1}{\sqrt{1-Z_{11}^{-1}Y_{11}^{-1}}} \begin{bmatrix} 1 & 1/Y_{11} \\ 1/Z_{11} & 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

Скористаємося нормованими значеннями $Z'_{11} = Z_{11}/W_{01}$, $Y'_{11} = Y_{11}/W_{01}$ і припустимо, що чотириполюсник навантажений симетрично: $W_{01} = W_{02}$. Тоді можна ввести частотні змінні $S_1 = 1/Z'_{11}$, $S_2 = 1/Y'_{11}$ (5) і привести формулу (4) до наступного вигляду:

$$[A]_c = \frac{1}{\sqrt{1-S_1/S_2}} \begin{bmatrix} 1 & W_{01}S_2 \\ S_1/W_{01} & 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$



Рис. 1. Чотириполюсник з лініями зв'язку

Співвідношення (6) є відображенням властивостей симетричного чотириполюсника в комплексний двовимірний простір.

Скористаємося іншим представленням матриці $[A]$:

$$[A] = \frac{1}{\sqrt{Z_{11}Y_{11}-1}} \begin{bmatrix} Z_{11}\sqrt{C/B} & \sqrt{B/C} \\ \sqrt{C/B} & Y_{11}\sqrt{B/C} \end{bmatrix} \quad (7)$$

Тоді з урахуванням залежності (5) отримаємо:

$$[A] = \frac{1}{\sqrt{1/(S_1S_2)-1}} \begin{bmatrix} (W_{01}\sqrt{C/B})/S_1 & \sqrt{B/C} \\ \sqrt{C/B} & \sqrt{B/C}/(W_{01}S_2) \end{bmatrix} \quad (8)$$

Пронумеруємо елементи C та B матриці $[A]$ у відповідності з існуючими правилами [3,4]:

$$B' = B/\sqrt{W_{01}W_{02}}, \\ C' = C\sqrt{W_{01}W_{02}}$$

У антисиметричному чотириполюснику виконується умова $C' = B'$. Тому співвідношення (8) запишеться так:

$$[A]_a = \frac{1}{\sqrt{1-S_1S_2}} \begin{bmatrix} \sqrt{(W_{01}S_2)/(W_{02}S_1)} & \sqrt{W_{01}W_{02}S_1S_2} \\ \sqrt{(S_1S_2)/(W_{01}W_{02})} & \sqrt{(W_{02}S_1)/(W_{01}S_2)} \end{bmatrix} \quad (9)$$

Таким чином, отримано зображення властивостей антисиметричного чотириполюсника в комплексний двовимірний простір.

Антисиметричний чотириполюсник цікавий тим, що нормований опір холостого ходу на одній парі затискачів дорівнює нормованій провідності короткого замикання на другій парі затискачів:

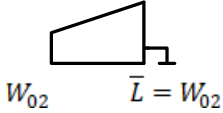
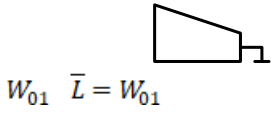
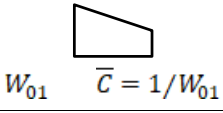
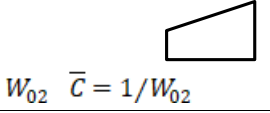
$$Z'_{11} = Y'_{22}, Z'_{22} = Y'_{11}$$

Отже, можна стверджувати, що справедливі формули:

$$S_1 = 1/Y'_{22}, S_2 = 1/Z'_{22}$$

Таблиця 1.

Елементи розподілених кіл з антисиметричними НЛ

Елемент:	позначення	S_1 - площа	S_2 - площа
Котушка індуктивності	\bar{L}	 $W_{02} \quad \bar{L} = W_{02}$	 $W_{01} \quad \bar{L} = W_{01}$
Конденсатор	\bar{C}	 $W_{01} \quad \bar{C} = 1/W_{01}$	 $W_{02} \quad \bar{C} = 1/W_{02}$

Щодо представлення властивостей чотириполосника це означає наступне:

- для антисиметричного чотириполосника вхідний опір при розімкнутих вихідних затискачах і вихідна провідність при короткозамкнених вхідних затискачах описуються однією і тією ж частотною змінною S_1 ;
- для антисиметричного чотириполосника вхідна провідність при короткозамкнених вихідних затискачах і вихідний опір при розімкнених вхідних затискачах описуються однією і тією ж частотною змінною S_2 .

Надалі, виходячи з смугових варіантів реалізації кіл, зручно ввести поняття збіжної (конвергентної) і розбіжної (дивергентної) ліній (відповідно КЛ і ДЛ). Вхідний опір короткозамкненої КЛ знаходиться з умови:

$$Z_{кз} = 1/Y_{11} = W_{01}S_2 \quad (10)$$

а вхідна провідність розімкнутої ДЛ визначається за формулою:

$$Z_{x,x} = Z_{22} = W_{02}/S_2 \quad (11)$$

Порівняння залежностей (10) та (11) показує, що короткозамкнена КЛ еквівалентна індуктивності $\bar{L} = W_{01}$, а розімкнена ДЛ еквівалентна ємності $\bar{C} = 1/W_{02}$ в масштабі змінної S_2 .

Для оберненої ситуації отримаємо наступний результат:

$$Z_{кз} = 1/Y_{22} = W_{02}S_1, \quad Z_{x,x} = Z_{11} = W_{01}/S_1$$

Отже, короткозамкнена ДЛ еквівалентна індуктивності $\bar{L} = W_{02}$, а розімкнена КЛ еквівалентна ємності $\bar{C} = 1/W_{01}$ у масштабі частотної змінної S_1 (табл. 1).

Характерною особливістю кіл з розподіленими параметрами є те, що безпосереднє з'єднання \bar{L} і \bar{C} неможливе. Необхідні чотириполосники (одиничні елементи), що забезпечують їх просторове розділення. Як випливає з формули (9), одиничний елемент описується двома частотними змінними. Отже, реальне коло, що складається з антисиметричних розподілених елементів, описується функцією двох частотних змінних.

Нехай матриця передачі деякого антисиметричного чотириполосника має наступний вигляд:

$$[A]_1 = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \quad (12)$$

Пронумеруємо елементи матриці (12) у відповідності з діючими правилами: W_{02}

$$\begin{aligned} A'_1 &= A_1 \sqrt{W_{02}/W_{01}}, \\ B'_1 &= B_1 / \sqrt{W_{01}W_{02}}, \\ C'_1 &= C_1 \sqrt{W_{01}W_{02}}, \\ D'_1 &= D_1 \sqrt{W_{01}/W_{02}}. \end{aligned} \quad (13)$$

Складемо з урахуванням умов (13) пару чотириполосників:

$$[A']_{c1} = \begin{bmatrix} A'_1 & B'_1 \\ B'_1 & D'_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D'_1 & B'_1 \\ B'_1 & A'_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A'_1 D'_1 + (B'_1)^2 & 2A'_1 B'_1 \\ 2B'_1 D'_1 & A'_1 D'_1 + (B'_1)^2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{1-s_1 s_2}} \begin{bmatrix} 1 & S_2 \\ S_1 & 1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$[A']_{c2} = \begin{bmatrix} D'_1 & B'_1 \\ B'_1 & A'_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A'_1 & B'_1 \\ B'_1 & D'_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A'_1 D'_1 + (B'_1)^2 & 2B'_1 D'_1 \\ 2A'_1 B'_1 & A'_1 D'_1 + (B'_1)^2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{1-s_1 s_2}} \begin{bmatrix} 1 & S_1 \\ S_2 & 1 \end{bmatrix} \quad (15)$$

де

$$S_1 = (2B'_1 D'_1)/(A'_1 D'_1 + (B'_1)^2), \quad S_2 = (2A'_1 B'_1)/(A'_1 D'_1 + (B'_1)^2).$$

Тоді на підставі формул (14) та (15) отримуємо частотні змінні для утворених симетричних чотириполюсників:

$$S_1 = 1/(Y'_{11})_2 = 1/(Z'_{11})_1, \quad S_2 = 1/(Z'_{11})_2 = 1/(Y'_{11})_1 \quad (16)$$

Ренормуючи елементи матриці передачі та враховуючи залежність (16), знаходимо:

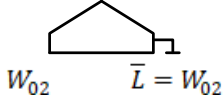
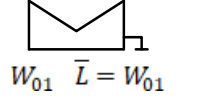
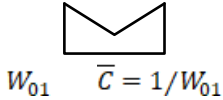
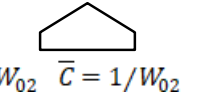
$$\begin{aligned} (Z_{кз})_1 &= W_{01} S_2, & (Z_{x,x})_2 &= W_{02}/S_2; \\ (Z_{x,x})_1 &= W_{01}/S_1, & (Z_{кз})_2 &= W_{02} S_1. \end{aligned}$$

Таким чином, розглянуті пари ліній реалізують в масштабі частоти S_2 індуктивність $\bar{L} = W_{01}$ і ємність $\bar{C} = 1/W_{02}$, а в масштабі частоти S_1 - індуктивність $\bar{L} = W_{02}$ і ємність $\bar{C} = 1/W_{01}$.

Варіанти використання симетричних відрізків неоднорідних ліній наведені в таблиці 2. Оскільки при складанні симетричних чотириполюсників з антисиметричних ніякі обмеження не накладалися, то процедура справедлива для будь-якого класу неоднорідних ліній.

Таблиця 2.

Елементи розподілених кіл з симетричними НЛ

Елемент:	позначення	S_1 - площа	S_2 - площа
Котушка індуктивності	\bar{L}	 $W_{02} \quad \bar{L} = W_{02}$	 $W_{01} \quad \bar{L} = W_{01}$
Конденсатор	\bar{C}	 $W_{01} \quad \bar{C} = 1/W_{01}$	 $W_{02} \quad \bar{C} = 1/W_{02}$

Висновки з даного дослідження і перспективи подальших розвідок у даному напрямі

Виходячи з вищевикладеного можна зробити такі висновки:

Отримані співвідношення дозволяють синтезувати кола частотної області функцій двох змінних S_1, S_2 . При цьому безпосереднє з'єднання \bar{L} і \bar{C} елементів неможливе. Для їх просторового розподілу необхідно використовувати одиничний елемент з матрицею передачі (6). За прийнятою класифікацією [3,16] лінії, що наведені в табл. 2, є конвергентно-дивергентними (КДЛ) і дивергентно-конвергентними (ДКЛ). Для переходу до ДКЛ досить замінити формули S_1 на S_2 та W_{01} на W_{02} .

З отриманих співвідношень бачимо, що високоомний відрізок неоднорідної лінії еквівалентний прохідній послідовній індуктивності, а відрізок лінії з малим хвильовим опором еквівалентний прохідній паралельній ємності. Таким чином, можна реалізовувати ступінчасті схеми ЛС ФНЧ. Причому, під час реалізації індуктивностей з ємностей можна використовувати лінії як з однаковим, так і з різним хвильовим опором. Для цього необхідно виконати завдання вибору хвильових опорів ліній передачі для ліній з різними частотними діапазонами імітації характеристик зосереджених елементів L, C.

Література

1. Richards P. I. Resistor – transmission – line circuits. Proc. IRE. 1948. Vol. 36. P. 217–220.
2. Microwave filters and Circuits. Editor: Akio Matsumoto. 1970. 246 p.

3. Richard C. Dorf, James A. Svoboda. Introduction to Electric Circuits. John Wiley & Sons, 2010. 886 p.
4. Pozar D. M. Microwave engineering: 4th ed. New York: John Wiley & Sons, 2012. 756 p.
5. Kenneth S. K. Yeo. Advanced RF/microwave filter design using microwave circuit simulators. *AIP Conference Proceedings*. 2643, 040025. 2023. DOI: <https://doi.org/10.1063/5.0114388>.
6. Xue L., Li, B., Yu Y., Cheng Q.S., Imran M.A., & Qiao, T. (2023). An Unsupervised Microwave Filter Design Optimization Method Based on a Hybrid Surrogate Model-Assisted Evolutionary Algorithm. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 71, 1159-1170. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMTT.2022.3219072>.
7. [SHF Communication Technologies AG. RF & Microwave Passive Components 31.05.2023.] <https://www.shf-communication.com/products/rf-passive-components/>.
8. Ng, J. W. (2022). Microwave filter synthesis. Final Year Project (FYP), Nanyang Technological University, Singapore. <https://hdl.handle.net/10356/157846>.
9. Gowrish B., Shibani K. Koul. Designing RF and Microwave Band Pass Filters Using Coupled Resonators. *IETE Journal of Education*. Volume 62 (1), 2021. P. 6-11. DOI: <https://doi.org/10.1080/09747338.2021.1909503>.
10. Mejillones S. C., Oldoni M., Moscato S., Macchiarella G., D'Amico M., Gentili G. G., and Biscevic G.. Unified Analytical Synthesis of Cascaded n-Tuplets Filters Including Nonresonant Nodes. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Tech.*, 69, 3275-3286, (2021). DOI: <https://doi.org/10.1109/TMTT.2021.3073481>.
11. Zhang Z., Chen H., Yu Y., Jiang F., and Cheng Q. S. Yield-constrained optimization design using polynomial chaos for microwave filters. *IEEE Access* 9, 22408-22416, (2021). DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3055581>.
12. Dubovik I. A., Boykachev P. V., Isaev V. O., Dmitrenko A. A. Methods for synthesis of matching circuits for broadband radio devices with unstable load impedance. *Doklady BGUIR*. 2021. 19(1). P. 61-69. DOI: <https://doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-1-61-69>.
13. Zhang W. et al., Advanced parallel space-mapping-based multiphysics optimization for high-power microwave filters. *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 69, no. 5, P. 2470-2484, May 2021. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMTT.2021.3065972>.
14. Yu Y., Liu B., Wang Y., Lancaster M. J. and Cheng Q. S. A general coupling matrix synthesis method for all-resonator diplexers and multiplexers. *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 68, no. 3, pp. 987-999, Mar. 2020. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMTT.2019.2957430>.
15. Pan G., Wu Y., Yu M., Fu L. and Li H. Inverse modeling for filters using a regularized deep neural network approach. *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Vol. 30 (5), P. 457-460, Apr. 2020. DOI: <https://doi.org/10.1109/LMWC.2020.2986156>.
16. Mathematical Handbook for Scientists and Engineers: Definitions, Theorems, and Formulas for Reference and Review. Granino Arthur Korn, Theresa M. Korn. 2000. 1154 p.

References

1. Richards P. I. Resistor – transmission – line circuits. *Proc. IRE*. 1948. Vol. 36. P. 217-220.
2. Microwave filters and Circuits. Editor: Akio Matsumoto. 1970. 246 p.
3. Richard C. Dorf, James A. Svoboda. Introduction to Electric Circuits. John Wiley & Sons, 2010. 886 p.
4. Pozar D. M. Microwave engineering: 4th ed. New York: John Wiley & Sons, 2012. 756 p.
5. Kenneth S. K. Yeo. Advanced RF/microwave filter design using microwave circuit simulators. *AIP Conference Proceedings*. 2643, 040025. 2023. DOI: <https://doi.org/10.1063/5.0114388>.
6. Xue L., Li, B., Yu Y., Cheng Q.S., Imran M.A., & Qiao, T. (2023). An Unsupervised Microwave Filter Design Optimization Method Based on a Hybrid Surrogate Model-Assisted Evolutionary Algorithm. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 71, 1159-1170. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMTT.2022.3219072>.
7. [SHF Communication Technologies AG. RF & Microwave Passive Components 31.05.2023.] <https://www.shf-communication.com/products/rf-passive-components/>.
8. Ng, J. W. (2022). Microwave filter synthesis. Final Year Project (FYP), Nanyang Technological University, Singapore. <https://hdl.handle.net/10356/157846>.
9. Gowrish B., Shibani K. Koul. Designing RF and Microwave Band Pass Filters Using Coupled Resonators. *IETE Journal of Education*. Volume 62 (1), 2021. P. 6-11. DOI: <https://doi.org/10.1080/09747338.2021.1909503>.
10. Mejillones S. C., Oldoni M., Moscato S., Macchiarella G., D'Amico M., Gentili G. G., and Biscevic G.. Unified Analytical Synthesis of Cascaded n-Tuplets Filters Including Nonresonant Nodes. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Tech.*, 69, 3275-3286, (2021). DOI: <https://doi.org/10.1109/TMTT.2021.3073481>.
11. Zhang Z., Chen H., Yu Y., Jiang F., and Cheng Q. S. Yield-constrained optimization design using polynomial chaos for microwave filters. *IEEE Access* 9, 22408-22416, (2021). DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3055581>.
12. Dubovik I. A., Boykachev P. V., Isaev V. O., Dmitrenko A. A. Methods for synthesis of matching circuits for broadband radio devices with unstable load impedance. *Doklady BGUIR*. 2021. 19(1). P. 61-69. DOI: <https://doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-1-61-69>.
13. Zhang W. et al., Advanced parallel space-mapping-based multiphysics optimization for high-power microwave filters. *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 69, no. 5, P. 2470-2484, May 2021. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMTT.2021.3065972>.
14. Yu Y., Liu B., Wang Y., Lancaster M. J. and Cheng Q. S. A general coupling matrix synthesis method for all-resonator diplexers and multiplexers. *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 68, no. 3, pp. 987-999, Mar. 2020. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMTT.2019.2957430>.
15. Pan G., Wu Y., Yu M., Fu L. and Li H. Inverse modeling for filters using a regularized deep neural network approach. *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Vol. 30, no. 5, pp. 457-460, Apr. 2020. DOI: <https://doi.org/10.1109/LMWC.2020.2986156>.
16. Mathematical Handbook for Scientists and Engineers: Definitions, Theorems, and Formulas for Reference and Review. Granino Arthur Korn, Theresa M. Korn. 2000. 1154 p.