

DOI: 10.18372/2310-5461.56.17128

УДК 621.372

В. В. Козловський, д-р техн. наук, професор
НТУУ «Київський політехнічний
інститут імені Ігоря Сікорського»
orcid.org/0000-0003-0234-415X
e-mail: valerey@ukr.net;

В. Б. Дудник, аспірант PhD
Національний авіаційний університет
orcid.org/0000-0002-7848-8267
e-mail: vb.dudnik@gmail.com

ФІЛЬТРОВІ ЛАНКИ НА ОСНОВІ НЕОДНОРІДНИХ ЛІНІЙ ПЕРЕДАЧІ

Вступ

В даний час при розробці фільтрових ланок використовується два основні підходи [1–16]: розрахунок фільтрів за робочими параметрами і розрахунок фільтрів за характеристичними параметрами. Перевагою першого методу [1, 4, 13] є реалізація фільтрів, що містять мінімально необхідну кількість елементів, необхідну для реалізації заданої амплітудно-частотної характеристики. При розрахунку фільтрів за характеристичними параметрами [4] кількість елементів у схемі в загальному випадку буде дещо більше мінімально необхідної. Однак деяка надмірність наявних елементів призводить до того, що чутливість частотних характеристик фільтра до відхилень значень елементів від розрахункових буде менше, ніж для випадку схем, розрахованих за робочими параметрами. Тому схеми, отримані в результаті розрахунку за характеристичними параметрами, дозволяють використовувати менш точні (що мають більший допуск) і, отже, дешевші елементи.

Постановка проблеми та її актуальність

При проектуванні електричних фільтрів, фахівців зрештою цікавить забезпечення тих чи інших робочих характеристик фільтра, тобто характеристик, якими буде володіти фільтр в реальних умовах включення. Якщо розрахунок фільтра ведеться за характеристичними параметрами, то для досягнення необхідних робочих характеристик необхідно встановити співвідношення між робочими та характеристичними параметрами фільтра.

Внаслідок неузгодженості фільтра із навантажувальним опором параметри фільтра, виміряні з обліком реальних навантажень відрізнятимуться від характеристичних. Такі параметри називають робочими. Прикладом робочого параметра є вхідний опір фільтра, вимірний при

підключеному до його вхідних затискачів навантаження. Важливими робочими параметрами фільтра є робоче згасання.

З викладених причин розрахунок фільтрів за робочими параметрами, зазвичай, застосовують, коли необхідно досягти мінімального числа елементів (мінімальних габаритів) або для рішення спеціальних задач. У тих випадках, коли до фільтра висуваються типові вимоги, Як правило, рекомендується розрахунок за характеристичними параметрами, що є досить простим і не вимагає спеціальної підготовки.

Аналіз останніх досліджень і публікацій

Аналіз наведених літературних джерел [1–16] показав, що на даний момент можна виділити кілька груп методів синтезу широкосмугових узгоджувальних та фільтруючих ланцюгів:

– аналітичні методи (Бодє, Фано, Юли, Дарлінгтона, метод внесених втрат та інших, [1–7]). При синтезі розподілених фільтрів і ланцюгів узгодження нині переважно використовується метод Кона [4], який передбачає побудову фільтрів на основі резонаторів, з'єднаних між собою інверторами опорів або провідностей. Даний метод дозволяє реалізувати частотну характеристику при мінімальній кількості резонаторів і придатний переважно для побудови фільтрів з активними постійними навантаженнями. Якщо ж активне навантаження залежить від частоти, то даний метод застосовується для побудови фільтрів у вузькій області частот (відносна смуга пропускання становить одиниці відсотків).

Використання методу характеристичних параметрів при побудові розподілених фільтрів нині рідко застосовується через певну залежність характеристичних опорів фільтрових ланок, побудованих на основі однорідних ліній із включеними зосередженими неоднорідностями [4].

Розширити використання методу характеристикних параметрів можна за допомогою неоднорідних ліній. Однак при цьому виникає проблема визначення необхідного хвильового опору за характеристикним опором.

Мета статті – визначення впливу нулів і полюсів, розташованих у комплексній площині вхідного опорного неоднорідної лінії на характеристикний опір фільтруючої ланки.

Викладення основного матеріалу

Відомо [1], що вхідний опір лінії z_0 з постійним хвильовим опором W_0 , навантаженої на речовий опір R_0 (рис. 1) визначається виразом (p – комплексна частотна змінна, t – час затримки лінії)

$$z_0 = W_0 \frac{R_0 chpt + W_0 shpt}{W_0 chpt + R_0 shpt} \tag{1}$$

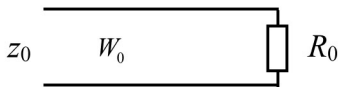


Рис.1. Однорідна лінія, навантажена на речовий опір R_0

З (1) знаходимо полюси p_n^∞ опори, які задовольняють рівнянню

$$W_0 chpt + R_0 shpt = 0. \tag{2}$$

В результаті отримаємо

$$p_n^\infty = \frac{1}{t} \text{Arcth} \left(-\frac{R_0}{W_0} \right). \tag{3}$$

З (3) випливає, що за $\frac{R_0}{W_0} > 1$ полюси визначаються виразом

$$p_n^\infty = \frac{1}{t} \left(\text{Arcth} \left(-\frac{R_0}{W_0} \right) + jn\pi \right), \tag{4}$$

$n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

При $\frac{R_0}{W_0} < 1$

$$p_n^\infty = \frac{1}{t} \left(\text{Arth} \left(-\frac{R_0}{W_0} \right) + j(2n-1)\frac{\pi}{2} \right), \tag{5}$$

$n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

Рівняння для визначення нулів опорної лінії знаходимо з умови рівності нулю чисельника (1)

$$R_0 chpt + W_0 shpt = 0. \tag{6}$$

звідки знаходимо

$$p_n^0 = \frac{1}{t} \text{Arcth} \left(-\frac{W_0}{R_0} \right). \tag{7}$$

При $\frac{R_0}{W_0} < 1$

$$p_n^0 = \frac{1}{t} \left(\text{Arth} \left(-\frac{R_0}{W_0} \right) + jn\pi \right), \tag{8}$$

$n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

При $\frac{R_0}{W_0} > 1$

$$p_n^0 = \frac{1}{t} \left(\text{Arcth} \left(-\frac{R_0}{W_0} \right) + j(2n-1)\frac{\pi}{2} \right), \tag{9}$$

$n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

З отриманих співвідношень випливає, що за $\frac{R_0}{W_0} < 1$ і $\frac{R_0}{W_0} > 1$ нулі (кружечки) та полюси (хрестики) змінюються місцями (рис. 2).

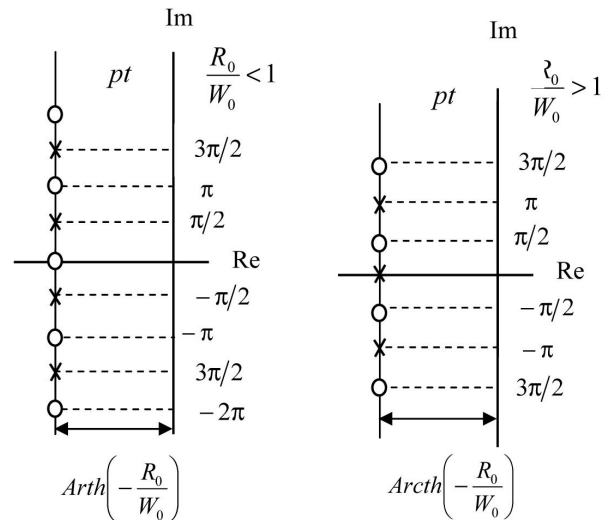


Рис. 2. Розподіл нулів та полюсів опорної лінії з речовим навантаженням у площині pt

Розглянемо зміщення речового нуля при $\frac{R_0}{W_0} < 1$.

В даному випадку вхідний опір неоднорідної лінії (НЛ) має вигляд

$$z = W_0 \frac{R_0 chpt + W_0 shpt}{W_0 chpt + R_0 shpt} \frac{p - \mu_0^0}{p - p_0^0}, \tag{10}$$

де p_0^0 – нуль опорної лінії з нульовою речовою частиною (рис. 2), μ_0^0 – нове положення нуля НЛ.

$$p_0^0 = \frac{1}{t} \operatorname{Arth} \left(-\frac{R_0}{W_0} \right). \quad (11)$$

З (10) знаходимо опір для прямої хвилі

$$Z = W_0 \frac{p - \mu_0^0}{p - p_0^0} = W_0 \left(1 + \frac{p_0^0 - \mu_0^0}{p - p_0^0} \right). \quad (12)$$

Даному виразу відповідає хвильовий опір

$$W(\tau) = W_0 \frac{\left(1 - \sqrt{\frac{\mu_0^0}{p_0^0} \operatorname{th} \sqrt{p_0^0 \mu_0^0} \tau} \right)^2}{\left(1 - \sqrt{\frac{p_0^0}{\mu_0^0} \operatorname{th} \sqrt{p_0^0 \mu_0^0} \tau} \right)^2}. \quad (13)$$

Припустимо, що новий нуль відрізняється від нуля ОЛ a раз, тобто $\mu_0^0 = ap_0^0$, де a – позитивне речове число. Тоді

$$W(\tau) = W_0 \frac{\left(1 - \sqrt{a} \operatorname{th} p_0^0 \sqrt{a} \tau \right)^2}{\left(1 - \sqrt{\frac{1}{a}} \operatorname{th} p_0^0 \sqrt{a} \tau \right)^2}. \quad (14)$$

Для визначення речевого опору навантаження НЛ скористаємося виразом (10)

$$z = W(0) \frac{R_0 \operatorname{ch} p t + W_0 \operatorname{sh} p t}{W_0 \operatorname{ch} p t + R_0 \operatorname{sh} p t} \frac{p - \mu_0^0}{p - p_0^0}, \quad (15)$$

з якого випливає, що коріння чисельника та знаменника z (тобто нулі та полюси вхідного опору) не залежать від постійного співмножника W_0 (замість нього стоїть співмножник $W(0)$, який визначає хвильовий опір НЛ на початку координат ($\tau = 0$)), а залежать від відношення R_0/W_0 та значень p_0^0, μ_0^0 . Тому змішувач $W(0)$ має бути обраний із додаткової умови. В якості даної умови слід брати значення опору навантаження НЛ при якому навантажена НЛ має заданий нуль μ_0^0 опору z .

Опір навантаження НЛ дорівнює $R = z(p)$ при $p \rightarrow 0$. З урахуванням (14) знаходимо

$$R = W(0) \frac{R_0}{W_0} \frac{\mu_0^0}{p_0^0} = a W(0) \frac{R_0}{W_0}. \quad (16)$$

Приклад усунення нуля вхідного опору (рис. 3, 4).

Параметри однорідної лінії (ОЛ): хвильовий опір $W_0 = 50$ Ом, електричну довжину не порушуючи спільності прийнемо за одиницю ($t = 1$).

Змістимо нуль $p_0^0 = -0,4$ (що відповідає $R_0/W_0 = 0,38$) у становище $\mu_0^0 = ap_0^0 = -1,6$ ($a = 4$).

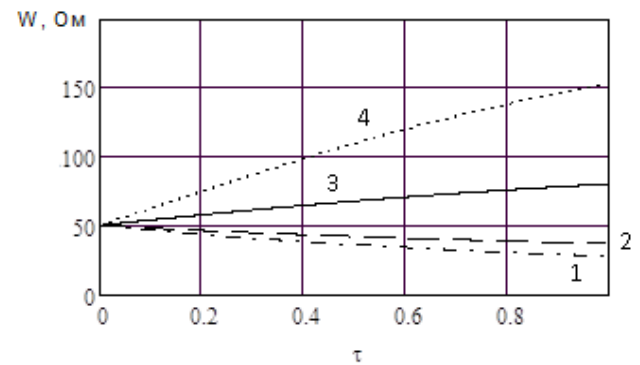


Рис. 3. Залежність хвильового опору електричної довжини при $W_0=50$ Ом: 1 – $a = 0,1$; 2 – $a = 0,5$; 3 – $a = 2$; 4 – $a = 4$

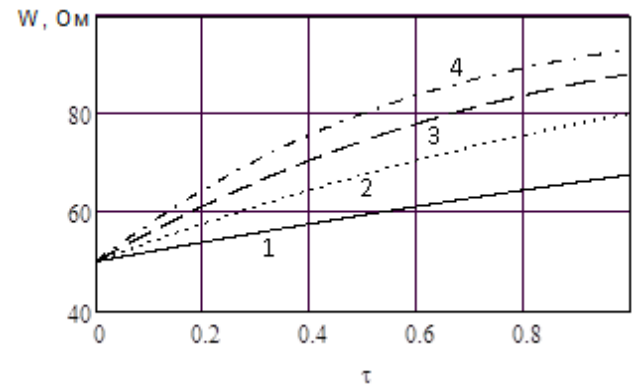


Рис. 4. Залежність хвильового опору від електричної довжини при різних значеннях виключених речовинних нулів однорідної лінії ($W_0 = 50$ Ом, $a = 2$): 1 – $p_0^0 = -0,2$; 2 – $p_0^0 = -0,4$; 3 – $p_0^0 = -0,6$; 4 – $p_0^0 = -0,8$

Тепер визначимо опір навантаження при якому НЛ має нуль $\mu_0^0 = ap_0^0 = -1,6$. Для цього промодельюємо НЛ багатоступінчастою лінією, що складається з 20 однорідних щаблів, кожна з яких має час затримки $t/20$, а хвильовий опір визначається як середнє на інтервалі $t/20$:

$$W_i = W_0 \int_{t_i}^{t_{i+1}} \frac{\left(1 - \sqrt{a} \operatorname{th} p_0^0 \sqrt{a} \tau \right)^2}{\left(1 - \sqrt{\frac{1}{a}} \operatorname{th} p_0^0 \sqrt{a} \tau \right)^2} d\tau, \quad (17)$$

$$i = 1, 2, \dots, 20.$$

Результати розрахунку багатоступінчастої лінії наведено у табл. 1.

Таблиця 1

Хвильові опори багатоступінчастої лінії

Номер сходинки	1	2	3	4	5	6
Wi, Ом	53,02	59,11	65,26	71,41	77,53	83,60
Номер сходинки	7	8	9	10	11	12
Wi, Ом	89,56	95,41	101,11	106,65	112,01	117,18
Номер сходинки	13	14	15	16	17	18
Wi, Ом	122,15	126,91	131,46	135,80	139,82	143,84
Номер сходинки	19	20				
Wi, Ом	147,54	151,05				

Ланцюгова матриця A (матриця передачі) ступінчастої лінії визначається як добуток ланцюгових матриць кожного ступеня:

$$A = \prod_{i=1}^{20} \begin{bmatrix} chpt & W_i shpt \\ \frac{shpt}{W_i} & chpt \end{bmatrix}. \quad (18)$$

Підставивши в даний вираз дані табл. 1, знаходимо опір навантаження НЛ при якому новий нуль дорівнює $\mu_0^0 = ap_0^0 = -1,6$. Інші нулі та полюси вхідного опору НЛ збігаються з нулями та полюсами однорідної лінії. Залежність вхідного опору НЛ від опору навантаження на речовій частоті $\mu_0^0 = -1,6$ показано на рис. 5. Усунення полюсів вхідного опору ОЛ здійснюється аналогічно.

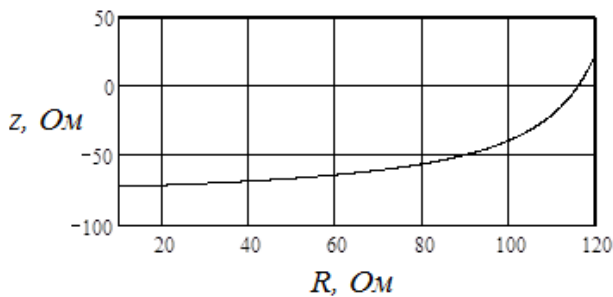


Рис. 5. Залежність вхідного опору НЛ від опору навантаження на речовій частоті $\mu_0^0 = -1,6$

Оцінимо фільтруючі властивості симетричної ланки з послідовною ємністю між двома ідентичними відрізками однорідних ліній рис. 6. Фільтруючі властивості ланки оцінюватимемо за допомогою характеристичних параметрів [4].

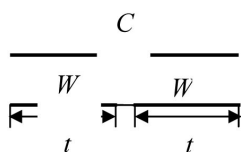


Рис. 6. Фільтруюча ланка на основі ОЛ

Ланцюгова матриця (матриця передачі) ланки, за умови, що хвильовий опір $W = 50$ Ом, має вигляд (19), де i – уявна одиниця.

$$OL(\omega, C) := \begin{pmatrix} \cos h(i \cdot \omega) & 50 \cdot \sin h(i \cdot \omega) \\ \frac{\sin h(i \cdot \omega)}{50} & \cos h(i \cdot \omega) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & \frac{1}{i \cdot \omega \cdot C} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \cos h(i \cdot \omega) & 50 \cdot \sin h(i \cdot \omega) \\ \frac{\sin h(i \cdot \omega)}{50} & \cos h(i \cdot \omega) \end{pmatrix} \quad (19)$$

Звідси знаходимо характеристичний опір, що виражається через елементи матриці (19), рис. 7.

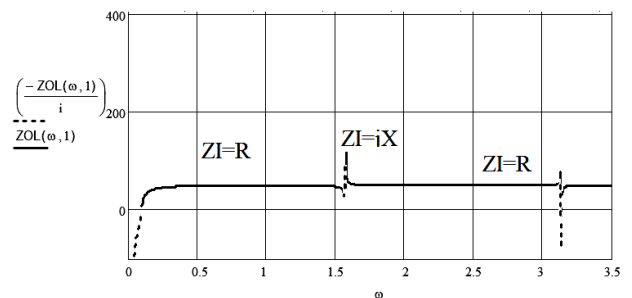


Рис.7. Залежність характеристичного опору від частоти ланки, що фільтрує, на ОЛ при $W = 50$ Ом, $C = 1$ Ф, $t = 1$ с. Пунктирна лінія відповідає уявному опору, а суцільна – відповідає речовинному позитивному опору

$$ZOL(\omega, C) := \sqrt{\frac{OL(\omega, C)_{0,0} \cdot OL(\omega, C)_{0,1}}{OL(\omega, C)_{1,0} \cdot OL(\omega, C)_{1,1}}} \quad (20)$$

Аналіз виразу (20) показує, що при різних значеннях ємності C характер зміни характеристичного опору не змінюється, тобто, для отримання малого згасання в смузі прозорості фільтра необхідно навантаження з опором, близьким до характеристичного рис. 7. Якщо опір навантаження сильно відрізняється від характеристичного, то забезпечення якісної фільтрації та узгодження можливе у вузькій області частот.

Для поліпшення якості фільтруючих ланцюгів (фільтрів і ланцюгів узгодження) можна використовувати відрізки НЛ рис. 8. При цьому вибором неоднорідності хвильового опору можна забезпечити рівність характеристичного опору та опору навантаження у ширшій області частот порівняно з ланцюгами, побудованими на ОЛ.

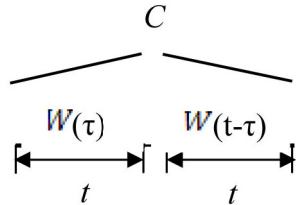


Рис. 8. Симетрична ланка фільтра (пристрою, що погоджує) на основі НЛ

Ланцюгова матриця ланки рис. 8 визначається як каскадне з'єднання трьох матриць передачі:

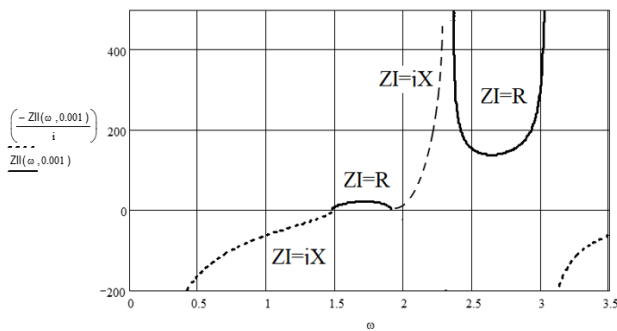


Рис. 9. Залежність характеристичного опору від частоти фільтруючої ланки на НЛ при $W_0 = 50 \text{ Ом}$, $C = 0,001 \text{ Ф}$, $t = 1 \text{ с}$

матриці НЛ, матриці передачі послідовної ємності та матриці передачі симетричної НЛ:

$$M = \prod_{i=1}^{20} \begin{bmatrix} chpt & W_i shpt \\ \frac{shpt}{W_i} & chpt \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{j\omega C} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A_{11} & A_{01} \\ A_{10} & A_{00} \end{bmatrix} \quad (21)$$

З (21) знаходимо характеристичний опір ланки рис.8

$$ZII = \sqrt{\frac{M_{00} + M_{01}}{M_{10} + M_{00}}} \quad (22)$$

Залежності, розраховані за формулою (22) показані на рис. 9–13.

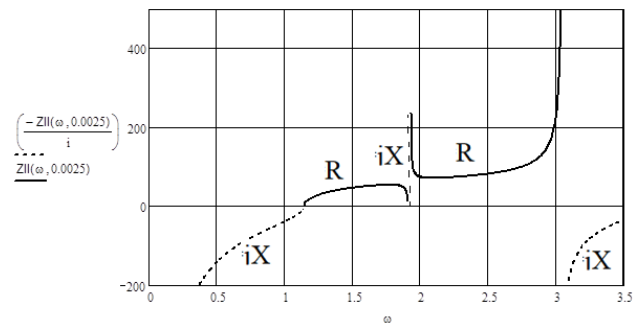


Рис. 10. Залежність характеристичного опору від частоти симетричного ланки, що фільтрує, на НЛ при $W_0 = 50 \text{ Ом}$, $C = 0,0025 \text{ Ф}$, $t = 1 \text{ с}$

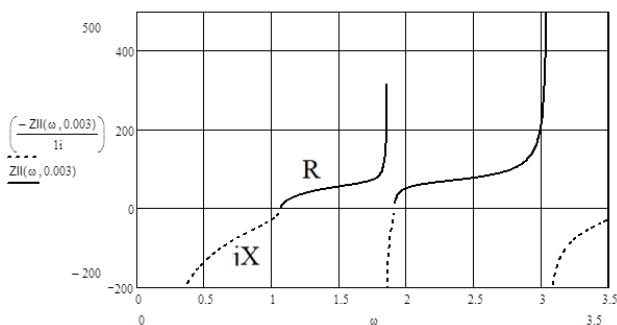


Рис. 11. Залежність характеристичного опору від частоти ланки, що фільтрує, на НЛ при $W_0 = 50 \text{ Ом}$, $C=0,003 \text{ Ф}$, $t=1 \text{ с}$

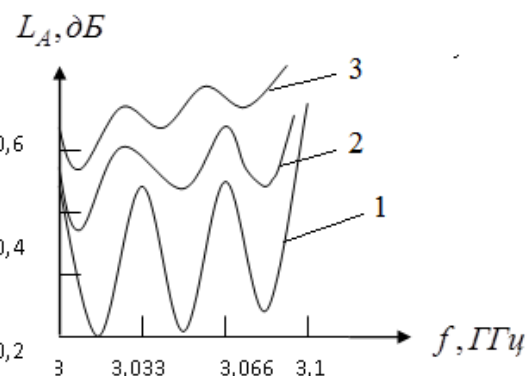


Рис. 12. Залежність загасання симетричного триланкового фільтра при однакових ланках від частоти смуги пропускання при $W_0 = 50 \text{ Ом}$, $C = 0,003 \text{ Ф}$, загальна електрична довжина $\omega_0 t = 0,497$. Опір навантажень: 1 – $R = 50 \hat{i}$, 2 – $R = 55 \hat{i}$, 3 – $R = 60 \hat{i}$

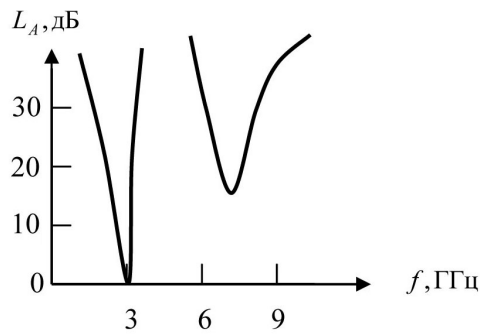


Рис.13. Залежність загасання від частоти у широкій області частот при $R = 50 \hat{\Omega}$

Перспектива подальших досліджень

Подальші дослідження щодо побудови фільтрів та узгоджувальних пристроїв з використанням методу характеристичних параметрів пов'язані з визначенням впливу розташування нулів та полюсів у комплексній площині на амплітудно-частотні характеристики ланцюгів фільтрації та узгодження при різних типах навантажень.

Висновки

З отриманих результатів випливає наступне.

Характеристичний опір ланки на ОЛі переважно залежить від хвильового опору. При зміні ємності характер зміни характеристичного опору у смузі пропускання та замикання не змінюється. Тому активний опір навантаження у діапазоні фільтрації має повторювати характеристичний опір рис. 7. Чим сильніше відрізняється опір навантаження від характеристичного, тим більший рівень загасання смуги пропускання.

Використання НЛ при побудові фільтрів дозволяє реалізувати різні залежності характеристичного опору від частоти, що розширює клас навантажень, що використовуються (рис. 9–11).

Аналіз фільтрів АЧХ (рис. 12, 13) показує, що використання НЛ дає можливість при синтезі фільтрів НВЧ використовувати метод характеристичних параметрів. Внаслідок цього чутливість електричних параметрів фільтра до розкиду конструктивних параметрів фільтрових ланок зменшується порівняно з конструкціями фільтра, синтезованого іншими методами.

ЛІТЕРАТУРА

[1] Pozar DM Microwave engineering / DM Pozar. : 4th ed. New York: John Wiley & Sons, 2012. 756 p.
 [2] Youla DC A New theory of broadband matching. *IEEE Trans.* 11(1): 30-50. 1964.
 [3] C. Guo, X. Shang, MJ Lancaster i J. Xu, A 3-D printed lightweight X-band waveguide filter based on spherical resonators, *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 25, no. 7, pp. 442–444. 2015.
 [4] E. López-Oliver et al., 3-D-Printed Bandpass Filter Using Conical Posts Interlaced Vertically, *IEEE*

MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., Los Angeles, CA, USA, pp. 580–582, Aug. 2020.

- [5] Y. Zhang, F. Zhang, Y. Gao, J. Xu, C. Guo i X. Shang, "3D printed waveguide step-twist with bandpass filtering functionality", *Electron. Lett.*, vol. 56, no. 11, pp. 527–528, 2020.
 [6] Zhao and D. Psychogiou, "Monolithic SLA базується capacitively-loaded high-Q coaxial resonators and bandpass filters", *Proc. 50th Eur. Microw. Conf. (EuMC)*, pp. 471–474, Jan. 2021.
 [7] C. Tomassoni, G. Venanzoni, M. Dionigi та R. Sorrentino, "Compact quasi-elliptic filters з mushroom-shaped resonators manufactured with 3-D printer", *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Vol. 66, no. 8, pp. 3579–3588, Aug. 2018 року.
 [8] K. Sadasivan and D. Psychogiou, "Tunable 3D-printed coaxial-cavity filters with mixed electromagnetic coupling", *Proc. IEEE Int. Symp. Antennas Propag. USNC-URSI Radio Sci. Meeting*, pp. 1703–1704, Jul. 2019.
 [9] S. Amari i U. Rosenberg, "Synthesis and design novel in-line filters with one or two real transmission zeros", *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Vol. 52, no. 5, pp. 1464–1478, May 2004.
 [10] S. Amari i G. Macchiarella, "Synthesis of inline filters with arbitrarily placed attenuation poles by using nonresonating nodes", *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Vol. 53, no. 10, pp. 3075–3081, Жовтень. 2005.
 [11] J. R. Montejó-Garai, J. A. Ruiz-Cruz, J. M. Rebolgar, M. J. Padilla-Cru, A. Onoro-Navarro and I. Hidalgo-Carpintero, "Synthesis and design of in-line N-order filters with N real transmission zeros by means of extracted poles implemented in low-cost rectangular H-plane waveguide", *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 53, no. 5, pp. 1636–1642, May 2005.
 [12] Y. Yang, M. Yu and Q. Wu, "Basic synthesis technique for unified extracted field filters", *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Vol. 64, no. 12, pp. 4463–4472, 2016.
 [13] Y. Yang, Y. Zeng, M. Yu and Q. Wu, "Synthesis of new class of extracted field filters with the ideal phase shifters", *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Vol. 69, no. 1, pp. 639–646, Jan. 2021.
 [14] E. Guerrero, J. Verdu i P. de Paco, "Synthesis of extracted field filters with grain movement in the lower part of columns and non-resonant cords of nature", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 31, no. 1, pp. 17–20, Jan. 2021.
 [15] G. Macchiarella and S. Tamiazzo, "An application-oriented design procedure for cascaded-block extracted-pole filters", *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 69, no. 1, pp. 647–658, Jan. 2021.
 [16] P. Zhao and M. Rao, "Design and tuning of extracted-pole filters with non-resonant nodes by circuit model extraction", *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 70, no. 4, pp. 2174–2184, Apr. 2022.

Козловський В. В., Дудник В. Б.

ФІЛЬТРОВІ ЛАНКИ НА ОСНОВІ НЕОДНОРІДНИХ ЛІНІЙ ПЕРЕДАЧІ

Одним з методів побудови фільтрів НВЧ є метод характеристичних параметрів, в якому як ланка, що фільтрує, використовується послідовна ємність з підключеними двома відрізками однорідної лінії передачі. Для отримання різних залежностей характеристичного опору частоти запропоновано замість однорідних ліній використовувати лінії зі змінним по довжині хвильовим опором. Мета статті – визначення впливу нулів і полюсів, розташованих у комплексній площині вхідного опору неоднорідної лінії на характеристичний опір фільтруючої ланки. Показано, що зміною хвильового опору та ємності можна отримати різні частотно-залежні характеристичні опори, що дозволяє збільшити робочий діапазон частот фільтруючих та узгоджувальних ланцюгів. Для визначення хвильового опору неоднорідних ліній запропоновано використовувати лінії з певним розташуванням нулів та полюсів вхідного опору. При цьому необхідний хвильовий опір утворюється зміщенням нулів та полюсів опору навантаженої однорідної лінії. Розглянуту методику можна використовувати для розробки фільтрів та узгоджувальних пристроїв за різних частотно-залежних навантажень. Наведено приклади фільтрів на симетричних ланках, побудованих зсувом нуля речовинного вхідного опору навантаженої однорідної лінії.

Подальші дослідження щодо побудови фільтрів та узгоджувальних пристроїв з використанням методу характеристичних параметрів пов'язані з визначенням впливу розташування нулів та полюсів у комплексній площині на амплітудно-частотні характеристики ланцюгів фільтрації та узгодження при різних типах навантажень.

Ключові слова: неоднорідна лінія передачі, хвильовий опір, фільтруюча ланка, характеристичний опір, нулі та полюси вхідного опору.

Kozlovskiy V., Dudnyk V.

FILTER CIRCUITS BASED ON NON-HOMOGENEOUS TRANSMISSION LINES

One of the methods of constructing microwave filters is the method of characteristic parameters, in which a series capacitor is used as a filtering link with two sections of a uniform transmission line connected. In order to obtain different dependences of the characteristic frequency resistance, it is proposed to use lines with variable wave resistance instead of uniform lines. Meta stats - the designation of the injection of zeros and poles, spreading at the complex plane of the inlet, the support of a non-uniform line on the characteristic support of the filtering circuit. It is shown that by changing the impedance and capacitance, different frequency-dependent characteristic impedances can be obtained, which allows to increase the operating frequency range of filtering and matching circuits. To determine the wave resistance of non-uniform lines, it is proposed to use lines with a certain arrangement of zeros and poles of the input resistance. At the same time, the necessary wave resistance is formed by shifting the zeros and poles of the resistance of the loaded homogeneous line. The considered technique can be used to develop filters and matching devices for various frequency-dependent loads. Examples of filters on symmetrical links, built by shifting the zero of the material input resistance of a loaded homogeneous line, are given.

Further research on how to induce filters and matching attachments with the use of the method of characteristic parameters in relation to the assigned infusion, the expansion of zeros and poles at the complex plane on the amplitude-frequency characteristics of the circuit in the filtering of the types of devices.

Keywords: non-uniform transmission line, wave impedance, filter circuit, characteristic impedance, zeros and poles of input impedance.

Стаття надійшла до редакції 11.11.2022

Прийнято до друку 26.12.2022