

УДК 621.372.22

Резонатор з відбивачами на основі розімкненого шлейфа

Нелін Є. А.

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського", м. Київ, Україна

E-mail: ye.nelin@gmail.com

Розглянуто підвищення добротності півхвильового резонатора на основі відрізка лінії передачі, який є аналогом резонатора Фабрі-Перо. Відбивач резонатора — межа відрізка зі східчастим перепадом характеристичних опорів (східчастий відбивач). Для підвищення коефіцієнта відбиття запропоновано комбінований відбивач, що складається з двох відбивачів: східчастого й реактивного. Запропоновано реактивний відбивач на основі розімкненого шлейфа. Проаналізовано частотні залежності амплітуди та фази комбінованого відбивача. Шлейфні відбивачі резонатора мають бути різними за характером реактивності. За відлаштування від резонансної частоти такі відбивачі розузгоджені за амплітудою та фазою. Внаслідок частотного розузгодження відбивачів резонатора його добротність більша, ніж у резонатора Фабрі-Перо. Наведено амплітудно-частотні характеристики двох варіантів запропонованого резонатора і для порівняння – відомих резонаторів на основі розімкнених шлейфів. Резонатори на основі шлейфних відбивачів мають значно більшу добротність. Виконано порівняння характеристик запропонованого резонатора та відомих півхвильових резонаторів. Запропонований резонатор має більшу добротність, а його амплітудно-частотна характеристика — смуги глибокого подавлення, зумовлені резонансами шлейфів. Отримано наближену формулу для добротності запропонованого резонатора, що за заданої добротності дає змогу попередньо визначити значення конструктивних параметрів резонатора. Розглянуто реалізацію запропонованого резонатора на основі інвертованої мікросмугової лінії з урахуванням втрат.

Ключові слова: лінія передачі; резонатор Фабрі-Перо; півхвильовий резонатор; розімкнений шлейф

DOI: [10.20535/RADAP.2024.98.66-72](https://doi.org/10.20535/RADAP.2024.98.66-72)

Вступ

Вузкосмугові фільтри та осцилятори на основі резонаторів використовують у бездротовому й мобільному зв'язку, радіолокації, випробувальній та вимірвальній апаратурі. Резонатор є базовою структурою смугового фільтра. Відомі різні конструкції резонаторів на основі реактивних елементів із зосередженими, квазізосередженими та розподіленими параметрами [1–3]. Широко застосовують резонансні структури на основі шлейфів лінії передачі.

Значного поширення набув двохходовий двошлейфний резонатор на основі паралельних розімкнених шлейфів [2]. Резонатор має високу добротність та крутизну амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) і є базовим для смугових фільтрів [4–9]. Шлейфи резонатора моделюють зосередженими ємністю і індуктивністю паралельного контура.

Інша модель резонатора має розподілений характер, а сам резонатор аналогічний оптичному резонатору Фабрі-Перо. Таким аналогом є півхвильовий відрізок лінії передачі, зв'язаний з основною лінією

послідовними ємностями, зокрема за малих ємностей – крізь зазори між кінцями відрізка й лінією [1], або безпосередньо. У першому випадку відбивач резонатора утворено послідовною ємністю (реактивний відбивач), а в другому – відбивачем є межа відрізка зі східчастим перепадом характеристичних опорів (східчастий відбивач).

Ключовим параметром резонатора є добротність. Актуальну задачу становить підвищення добротності за заданих конструктивних параметрів резонатора або зменшення вимог до цих параметрів, якщо добротність задано.

Метою статті є підвищення добротності резонатора на основі розімкнених шлейфів удосконаленням його конструкції. Запропоновано резонатор з безпосереднім зв'язком з основною лінією, що має комбіновані відбивачі, утворені східчастим відбивачем і реактивним відбивачем на основі розімкненого шлейфа. Наведені в статті частотні характеристики розраховано за моделлю лінії передачі [10]. Характеристичні та входні опори нормовано до характеристичного опору лінії передачі.

1 Півхвильовий резонатор з безпосереднім зв'язком з лінією передачі

На Рис. 1 наведено півхвильовий резонатор з безпосереднім зв'язком з лінією передачі.

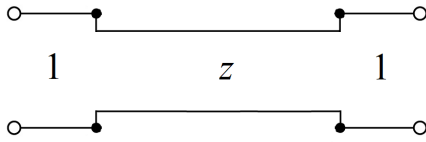


Рис. 1. Півхвильовий резонатор; 1 і z — характеристичні опори лінії і відрізка

Добротність резонатора Фабрі-Перо дорівнює:

$$Q \approx \alpha\beta, \tag{1}$$

де α і β — множники, що залежать відповідно від розмірів резонансної порожнини і коефіцієнта відбиття відбивача, $\alpha = n\pi$, n — номер гармоніки резонатора, $\beta^{-1} = |r|^{-1} - |r|$, r — коефіцієнт відбиття відбивача. Оскільки для резонатора, що розглядається, $\alpha = \pi$, а $r = (1 - z)/(1 + z)$, маємо:

$$Q \approx \frac{\pi}{4} |z - z^{-1}|. \tag{2}$$

Добротність резонатора значно обмежена можливим значенням z . Так, навіть значенням $z = 10$ або $z = 0,1$ відповідає лише $Q \approx 8$. Розглянемо підвищення добротності резонатора завдяки додатковому відбивачу.

2 Комбінований відбивач

Рисунок 2 ілюструє комбінований відбивач, утворений східчастим та реактивним відбивачами.

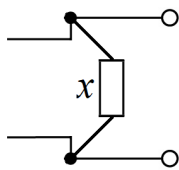


Рис. 2. Комбінований відбивач; x — реактивний опір (за модулем) реактивного відбивача

Позначимо індексами «к», «р» та «с» параметри резонаторів з комбінованими, реактивними та східчастими відбивачами відповідно. Модуль коефіцієнта відбиття відбивача запишемо у вигляді

$$|r| = 1 - \Delta r, \text{ де } \Delta r \ll 1.$$

З формули (1) маємо

$$Q \approx \frac{\pi}{2\Delta r}. \tag{3}$$

У разі комбінованого відбивача

$$\Delta r_k \approx \frac{2z}{(z + 1)^2 + z^2 x^{-2}}.$$

Для зменшення Δr_k мають виконуватися такі умови:

$$z \gg 1, \quad x \ll 1. \tag{4}$$

За виконання цих умов

$$\Delta r_k \approx \frac{2x^2}{z}, \quad \Delta r_p \approx 2x^2, \quad \Delta r_c \approx \frac{2}{z}.$$

Як бачимо, $\Delta r_k \approx \Delta r_p \Delta r_c / 2$. З урахуванням (3) маємо $Q_k \approx 2Q_p Q_c$. Добротність резонатора з комбінованими відбивачами в $2Q_p$ раз більша, ніж зі східчастими.

Друга з умов (4) відповідає великій ємності або малій індуктивності. Такі властивості має розімкнений шлейф поблизу резонансу, відповідно до та після нього.

3 Відбивач на основі розімкненого шлейфа

На Рис. 3 наведено комбінований відбивач на основі розімкненого шлейфа.

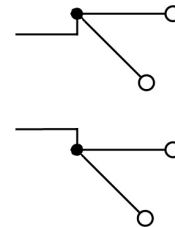


Рис. 3. Відбивач на основі розімкненого шлейфа

Коефіцієнт відбиття відбивача дорівнює

$$r = \frac{(1 + z_{\text{вх.}}^{-1})^{-1} - z}{(1 + z_{\text{вх.}}^{-1})^{-1} + z},$$

де $z_{\text{вх.}}$ — вхідний опір шлейфа, $z_{\text{вх.}} = -iz_{\text{ш}} \text{ctg}kl$, $i = \sqrt{-1}$, $z_{\text{ш}}$ — характеристичний опір шлейфа, $k = 2\pi/\lambda$, λ — довжина хвилі, l — довжина шлейфа, $l = \lambda_0/4$, λ_0 — резонансна довжина хвилі.

На Рис. 4 наведено частотні характеристики відбивача. Поблизу резонансу шлейфа модуль коефіцієнта відбиття близький до одиниці. Як і очікувалося, модуль коефіцієнта відбиття збільшується зі збільшенням z та зменшенням $z_{\text{ш}}$.

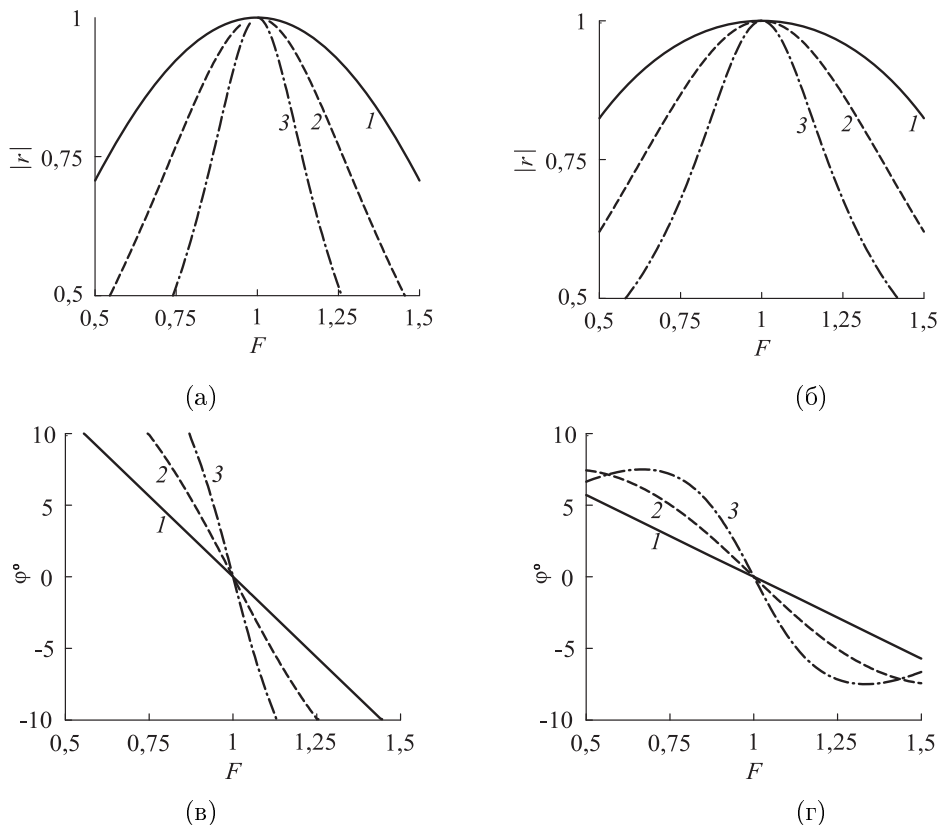


Рис. 4. Залежності модуля (а) і (б) та фази (в) і (г) коефіцієнта відбиття відбивача на основі розімкненого шлейфа; $z_{ш} = 0,5, 1$ і 2 (1, 2, 3 відповідно), $z = 1$ (а, в), $z = 2$ (б, г), $F = f/f_0$, f і f_0 – поточна й резонансна частоти

Рисунок 4 ілюструє значну частотну залежність коефіцієнта відбиття відбивача на основі розімкненого шлейфа. Шлейфи резонатора мають бути різними за характером реактивності; довжина одного з них дещо менша за l , а іншого – дещо більша за l . За відлаштування від резонансної частоти резонатора відбивачі мають амплітудне та фазове розузгодження, що зростає з відлаштуванням. Внаслідок цього добротність резонатора збільшиться на додатковий множник, як порівняти з формулою (1):

$$Q \approx \alpha\beta\gamma, \tag{5}$$

де $\gamma > 1$. Частотне розузгодження зростає зі зменшенням z і збільшенням $z_{ш}$.

4 Порівняння характеристик запропонованого і відомих резонаторів

На Рис. 5 наведено резонатори на основі розімкнених шлейфів: запропонований за схемою резонатора Фабрі-Перо (варіанти (а) і (в)) та відомі за схемою паралельного контура ((б) і (г)) (резонатори 1-4). Резонатори 1 і 3 відрізняються від резонаторів відповідно 2 і 4 лише місцем під'єднання шлейфів. Параметри шлейфів: довжини $l/(1 \pm \alpha)$, $\alpha = 0,1$;

характеристичні опори $z_{ш} = 0,54$ та $0,44$ відповідно знакам « \pm ». Значення α дорівнює відстані від резонансної частоти до нулів АЧХ резонатора для нормованої частоти F .

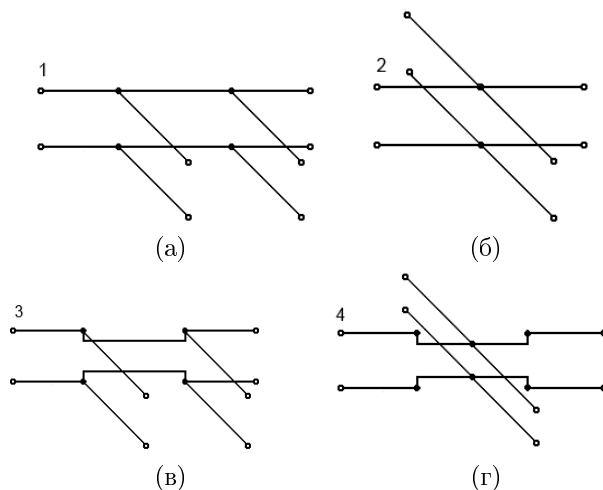


Рис. 5. Резонатори: з відбивачами-шлейфами (а), двошлейфний (б), з комбінованими відбивачами (в), двошлейфний з півхвильовим відрізком (г)

На Рис. 6а наведено АЧХ резонаторів 1 і 2; $z = 1$. Амплітудно-частотна характеристика резонатора 1 має більш широкі смуги подавлення в діапазоні частот $0,5 \dots 1,5$. У Табл. 1 наведено значення до-

бротності Q резонаторів згідно з АЧХ, а також розглянуті нижче наближені значення добротності \tilde{Q} і значення множника γ у формулі (5). Добротність запропонованого резонатора 1 утричі більша за добротність відомого резонатора 2.

На Рис. 66 наведено АЧХ резонаторів 3 і 4; $z = 2$. У резонаторі 4 шлейфи під'єднано в середині півхвильового відрізка, що підвищує добротність та зменшує рівень у смугі подавлення, порівняно з резонатором 2 [11]. У широкому діапазоні АЧХ близькі. Добротність резонатора 3 більша за добротність резонаторів 1 та 4 відповідно в 1,65 та 1,24 раза.

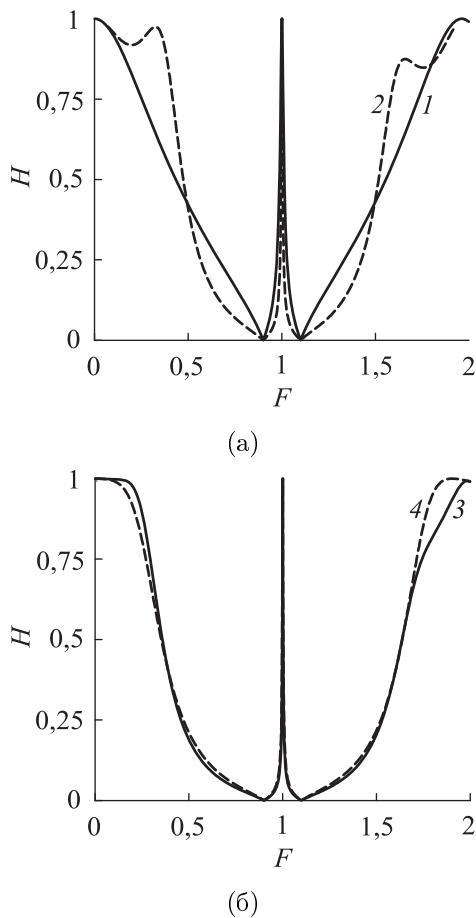


Рис. 6. Амплітудно-частотні характеристики резонаторів 1 і 2 (1 і 2 відповідно, (а)) та резонаторів 3 і 4 (3 і 4 відповідно, (б))

Порівняємо запропонований резонатор 3 з відомими півхвильовими резонаторами 5-7 (Табл. 1). Резонатори мають однаковий коефіцієнт відбиття відбивачів на резонансній частоті. Резонатор 5 – резонатор згідно з Рис. 1, $z = 334,3$. Внаслідок частотного розузгодження відбивачів добротність резонатора 3 в 1,25 раза більша за добротність резонатора 5 ($\gamma = 1,25$, Табл. 1). Розузгодження зростає зі зменшенням z , тому його вплив у резонаторі 1 ще більший: $\gamma = 1,51$.

Табл. 1 Добротність резонаторів

Резонатор	1	2	3	4	5	6	7
Q	197	66	328	264	263	269	260
\tilde{Q}	194	65	324	260	263	-	-
γ	1,51	-	1,25	-	-	1,02	-

У резонаторі 6 реактивні відбивачі утворено ємністю і індуктивністю, значення яких дорівнюють значенням реактивностей шлейфів резонатора 3 на резонансній частоті. За таких відбивачів розузгодження незначне: добротність резонатора 6 більша за добротність резонатора 5 лише на 2%.

На Рис. 7 наведено АЧХ резонатора 3 та резонатора 7 на основі відрізка лінії передачі з послідовним ємнісним зв'язком з лінією передачі. Добротність резонатора 3 в 1,26 раза більша. На відміну від АЧХ резонаторів 5-7 АЧХ резонатора 3 має смуги глибокого подавлення, зумовлені резонансами шлейфів.

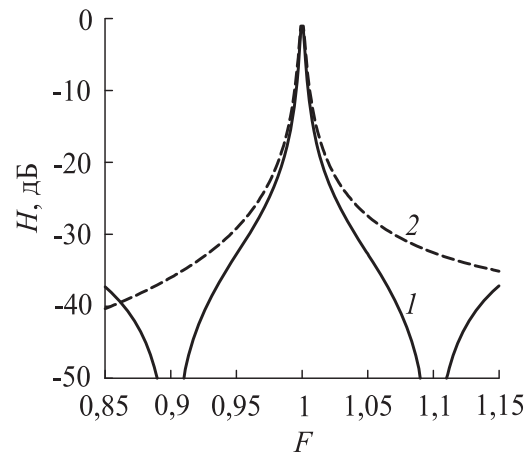


Рис. 7. Амплітудно-частотні характеристики резонатора 3 (1) та резонатора 7 (2)

5 Формули для добротності резонаторів

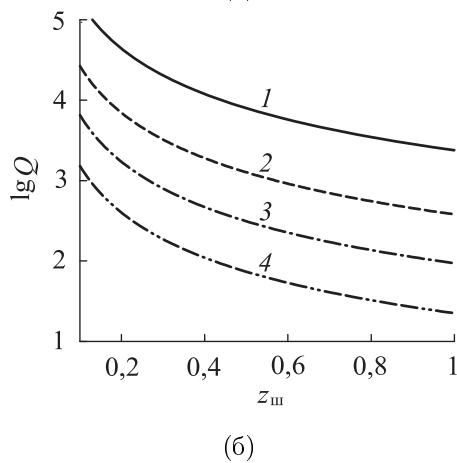
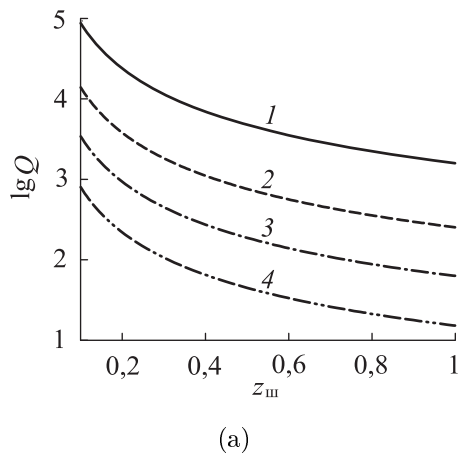
Під час розрахунку резонатора доцільно попередньо визначити значення його конструктивних параметрів за заданої добротності. Перетвореннями отримаємо наближену формулу для добротності запропонованого резонатора (резонатори 1 та 3). В [11] наведено наближені формули для добротності резонаторів 2 і 4. Резонатору 5 відповідає формула (2). Усі формули зведено в Табл. 2, де $z_{ш}$ – середнє значення характеристичних опорів шлейфів. У Табл. 1 наведено наближені значення добротності \tilde{Q} згідно з цими формулами. Як бачимо, точні й наближені значення близькі, а для резонатора 5 – збігаються.

Табл. 2 Формули для добротності резонаторів

Резонатор	1, 3	2	4	5
Формула	$\frac{z_{\text{ш}} + z \cos^2(\frac{\pi\alpha}{2})}{\pi z_{\text{ш}}^2 \alpha^2}$	$\frac{1}{\pi z_{\text{ш}} \alpha^2}$	$\frac{z^2}{\pi z_{\text{ш}} \alpha^2}$	$\frac{\pi}{4} z - z^{-1} $

Оскільки $\alpha \ll 1$, маємо $\cos^2(\pi\alpha/2) \approx 1$. Згідно з Табл. 2 отримаємо, що відношення добротностей запропонованого резонатора і резонатора 2 приблизно дорівнює $1 + z/z_{\text{ш}}$. Відповідно до цього відношення добротності резонаторів 1 і 3 більша за добротність резонатора 2 в 3 і 5 разів, що збігається з даними Табл. 1.

Рисунок 8 ілюструє залежності добротності запропонованого резонатора (резонатори 1 та 3) від його параметрів згідно з наведеною в Табл. 2 формулою.

Рис. 8. Залежності добротності; $\alpha = 0,02, 0,05, 0,1, 0,2$ (1-4 відповідно), $z = 1$ (а), $z = 2$ (б)

6 Резонатори на основі інвертованої мікросмужкової лінії

Запропоноване рішення можна реалізувати в резонаторах на основі різних ліній передачі (планарних, зокрема мікросмужкової, коаксіальної та ін.). У мікросмужковій лінії втрати

визначаються в основному втратами в діелектричній основі і в мікросмужковому провіднику. Для зменшення втрат використовують інвертовану, інвертовану з металевою опорою та підвішену мікросмужкові лінії [1, 12, 13].

Розглянемо реалізацію резонаторів 1-4 на основі інвертованої мікросмужкової лінії, зображеної на Рис. 9. Для врахування втрат у постійну поширення в моделі лінії передачі введено коефіцієнт загасання. Коефіцієнти загасання в елементах резонаторів розраховано згідно з графічними залежностями, наведеними в [12]. Конструктивні параметри лінії відповідають [12], за винятком товщини металізації, яку прийнято стандартною – 35 мкм. Резонансна частота резонаторів – 25 ГГц.

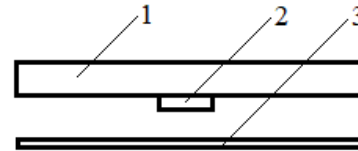


Рис. 9. Інвертована мікросмужкова лінія; 1 – діелектрична основа, 2 – мікросмужковий провідник, 3 – заземлена поверхня

У Табл. 3 наведено значення добротності резонаторів 1-4 без урахування втрат (дані Табл. 1), з урахуванням втрат, розраховані за АЧХ, Q_v та відносно зменшення добротності внаслідок втрат δQ . Внаслідок втрат зменшення добротності запропонованих резонаторів 1 і 3 складає 2,5 та 5,5%.

Табл. 3 Добротність резонаторів без урахування та з урахуванням втрат

Резонатор	1	2	3	4
Q	197	66	328	264
Q_v	192	65	310	253
$\delta Q, \%$	2,5	1,5	5,5	4,2

7 Обговорення отриманих результатів

Поблизу резонансу частотна залежність реактивної провідності розімкненого шлейфа має високу крутизну. Завдяки цьому резонатор на основі таких шлейфів відрізняють висока добротність та крутизна АЧХ. Біля смуги пропускання шлейфи формують два нулі, які відповідають їхнім резонансам. Шлейфи відомого двошлейфного резонатора аналогічні ємності й

індуктивності паралельного коливального контура.

У запропонованому резонаторі, де шлейфи є відбивачами, властивості АЧХ двошлейфного резонатора зберігаються зі значним збільшенням добротності.

На відміну від відбивача резонатора Фабрі-Перо, відбивач на основі розімкненого шлейфа – частотно-залежний. Різні за характером реактивності шлейфні відбивачі резонатора за відлаштування від резонансної частоти мають амплітудне та фазове розузгодження, що зростає з відлаштуванням. Внаслідок цього добротність більша, ніж у резонатора Фабрі-Перо.

Висновки

Отже, в роботі запропоновано удосконалення двоходового двошлейфного резонатора — його реалізацію за схемою резонатора Фабрі-Перо замість відомої для цього резонатора схеми паралельного коливального контура. Добротність запропонованого резонатора втричі більша, ніж відомого (див. Табл. 1).

Завдяки частотній залежності коефіцієнта відбиття відбивача на основі розімкненого шлейфа підвищення добротності в розглянутих резонаторах складає 51 та 25% проти резонатора Фабрі-Перо (див. Табл. 1 та коментарі до неї).

Порівняно з відомими півхвильовими резонаторами, запропонований резонатор має більшу добротність, а його АЧХ — смуги глибокого подавлення, зумовлені резонансами шлейфів.

Отримана наближена формула для добротності резонатора зі шлейфними відбивачами дає змогу попередньо визначити значення конструктивних параметрів резонатора за заданої добротності.

Наближені значення добротності близькі до точних.

За умови реалізації варіантів 1 і 3 запропонованого резонатора на основі інвертованої мікросмушкової лінії зменшення добротності внаслідок втрат складає 2,5 і 5,5% відповідно.

References

- [1] Hong J.-S. (2011). *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, 2nd ed. N. Y., Wiley, 656 p.
- [2] Joines W. T., Palmer W. D. and Bernhard G. T. (2013). *Microwave Transmission Line Circuits*. Norwood, MA, Artech House, 320 p.
- [3] Cameron R. J., Kudsia C. M. and Mansour R. R. (2018). *Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design, and Applications*, 2nd ed. N. Y., Wiley, 897 p.
- [4] Feng W., Ma X., Shi Y., Shi S. and Che W. (2020). High-Selectivity Narrow- and Wide-Band Input-Reflectionless Bandpass Filters with Intercoupled Dual-Behavior Resonators. *IEEE Trans. Plasma Sci.*, Vol. 48, Iss. 2, pp. 446–454. DOI:10.1109/TPS.2020.2968481.
- [5] Yang Z., Cheng J., Wang J., Shang H. and Gao Q. (2021). A DBR Microstrip Duplexer Based on Improved Microstrip Cross-Shaped Resonators. *2nd China International SAR Symposium (CISS)*, pp. 1–8. DOI:10.23919/CISS51089.2021.9652311.
- [6] Wu Z., Shi G., Lu X., Liang R., Wen X., Wang J. et al. (2021). A W-band air-filled coaxial bandpass filter employing micrometal additive manufacturing technology. *Int. J. RF Microw. Comput.-Aided Eng.*, Vol. 31, Iss. 1, e22768. DOI:10.1002/mmce.22768.
- [7] Allanic R., Le Berre D., Quendo C., Chouteau D., Grimal V., Valente D. and Billoué J. (2020). Switchable DBR Filters Using Semiconductor Distributed Doped Areas (ScDDAs). *Electronics*, Vol. 9, Iss. 12. DOI: 10.3390/electronics9122021.
- [8] Raguénès C., Fourn E., Quendo C., Allanic R. and Le Berre D. (2022). Application of chalcogenide glass to DBR filter reconfiguration. *Journées Nationales Microondes*, Limoges, France. hal-03986677.
- [9] Liang R., Guo C., Shi G., Wang Z., Yang Q., Feng L., Li Y. and Zhang A. (2023). A W-Band Bandpass Filter With Dual Behavior Resonators Fabricated by Additive Manufacturing. *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, Vol. 33, Iss. 11, pp. 1521–1524. DOI:10.1109/lmwt.2023.3286574.
- [10] Awang Z. (2014). *Microwave Systems Design*. Singapore, Springer, 313 p.
- [11] Nelin E. A. and Nepochatykh Yu. V. (2022). Selectivity Increasing of Resonator on Open-Circuited Stubs. *IEEE 41st International Conference on Electronics and Nano-technology (ELNANO)*, pp. 558–561. DOI: 10.1109/ELNANO54667.2022.9926995.
- [12] Spielman B. E. (1977). Dissipation Loss Effects in Isolated and Coupled Transmission Lines. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 25, Iss. 8, pp. 648–656. DOI: 10.1109/TMTT.1977.1129180.
- [13] Edwards T. C. and Steer M. B. (2016). *Foundations for Microstrip Circuit Design*, 4th ed. N. Y., Wiley – IEEE Press, 688 p.

Resonator With Reflectors Based on Open-Circuited Stub

Nelin E. A.

Introduction. A two-stub resonator is considered as an analogue of a parallel resonant circuit. Another scheme of the resonator is similar to the Fabry-Perot optical resonator, formed by a resonator cavity and two reflectors. In the presented paper it is proposed a combined reflector formed by a stepped-impedance one and an open-circuited stub. Resonators with such reflectors have a higher quality factor Q than those known based on open-circuited stubs and than the Fabry-Perot resonator.

1 Half wavelength resonator. One of the analogues of the Fabry-Perot resonator is a half wavelength section of the transmission line. The Q -factor of such a resonator is significantly limited by the possible value of the section characteristic impedance.

2 Combined reflector. A combined reflector formed by stepped-impedance and reactive reflectors is considered. The conditions for the high efficiency of such a reflector have been established. One of the conditions corresponds

to a large capacitance or a small inductance. Such properties have an open-circuited stub in the vicinity of resonance, respectively before and after it.

3 Reflector on open-circuited stub. The frequency characteristics of the reflector are considered. Stub reflectors of the resonator must differ in their reactivity. In this case, the length of one of the stubs is slightly shorter than the resonant length, and the other one is slightly longer than the resonant length. When detuning from the resonant frequency of the resonator, stub reflectors with different reactivity have amplitude and phase mismatches that increase with detuning. As a result, the Q -factor is greater than that of the Fabry-Perot resonator, whose reflectors are frequency-independent.

4 Comparison of the characteristics of the proposed and known resonators. Transmission responses of two variants of the proposed resonator and, for comparison, known resonators on open-circuited stubs are given. Resonators on stub reflectors have a much higher Q -factor. Characteristics of the proposed resonator and known half-wave resonators are compared. The proposed resonator has a higher Q -factor, and its transmission response has deep suppression bands due to stub's resonances.

5 Formulas for Q -factor of resonators. An approximate formula for the Q -factor of the proposed resonator is given, which makes it possible to predetermine the value of the design parameters of the resonator. The formulas for the Q -factor of all considered resonators are summarized in a table. The approximate Q -values are close to the exact ones.

6 Resonators based on the inverted microstrip line. The proposed solution can be realized in resonators based on various transmission lines (planar, in particular microstrip, coaxial, etc.). The realization of the proposed resonators based on the inverted microstrip line taking

losses into account is considered. The reduction in the Q -factor of the two variants of the proposed resonator due to losses is 2.5 and 5.5%.

7 Results discussion. Near the resonance, the frequency dependence of the reactive conductance of the open-circuited stub has a high steepness. Thanks to this, resonator based on such stubs is characterized by a high Q -factor and a steep transmission response. Near the passband, the stubs form two zeros corresponding to their resonances. In a two-stub resonator, the stubs are similar to the capacitance and inductance of the parallel resonant circuit. In the proposed resonator, where the stubs are reflectors, the frequency response properties of the two-stub resonator are preserved with a significant increase in the Q -factor.

Conclusion. The efficiency of the considered resonator with reflectors on an open-circuited stub is three times higher than that of a traditional two-stub resonator.

Due to the frequency dependence of the reflection coefficient of the reflector on an open-circuited stub, the increase in the Q -factor in the considered resonators is 51 and 25% compared to the Fabry-Perot resonator.

As compared with known half-wave resonators, the proposed resonator has a higher Q -factor, and its transmission response has deep suppression bands due to stub's resonances.

The obtained approximate formula for the Q -factor of the resonator with stub reflectors makes it possible to predetermine the value of the design parameters of the resonator for a given Q -factor. The approximate Q -values are very close to the exact ones.

The reduction in the Q -factor of the two variants of the proposed resonator due to losses when it is realized on the basis of an inverted microstrip line is 2.5 and 5.5%.

Keywords: transmission line; Fabry-Perot resonator; half wavelength resonator; open-circuited stub