Visnyk NTUU KPI Seriia – Radiotekhnika Radioaparatobuduvannia, 2025, Iss. 102, pp. 51–57

УДК 621.372.22

Мініатюрний резонатор на основі відрізка лінії передачі

Нелін Є. А.

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

E-mail: *ye.nelin@gmail.com*

Резонатори широко застосовують у різних технічних галузях. Значну актуальність має мініатюризація та поліпшення електричних параметрів резонаторів, що визначають параметри пристроїв на їхній основі. Мікрохвильовий резонатор на основі відрізка лінії передачі фактично є аналогом оптичного резонатора Фабрі-Перо завдовжки $\lambda_0/2$, де λ_0 – резонансна довжина хвилі. Для значного зменшення резонатора в представленій статті запропоновано такі рішення: 1) відбивачем резонатора є послідовний контур; 2) відрізок чвертьхвильовий на резонансній частоті контура; 3) контур утворено квазізосередженою індуктивністю й зосередженою ємністю. Опір відбивача-контура помітно менший, ніж відомого відбивача з режекцією – розімкненого шлейфа, що розширює смугу подавлення. Найширшу смугу подавлення забезпечує відбивач-контур, утворений квазізосередженою індуктивністю на основі короткого відрізка лінії передачі й зосередженою ємністю. Використання мініатюрних зосереджених конденсаторів відносно великої ємності дає змогу досягти значної мініатюризації резонатора з відбивачами-контурами. Наведено амплітудно-частотні характеристики варіантів запропонованого резонатора і для порівняння – відомого. За заданої ємності відбивача запропонований резонатор утричі коротший та має ширшу смугу подавлення. Довжини двох варіантів резонатора складають $\lambda_0/11$ і $\lambda_0/19$ проти традиційної півхвильової довжини. Відношення паразитної і основної резонансних частот дорівнює 5,3 і 9,1 проти 2 для півхвильового резонатора. Отримані формули для резонансної частоти й добротності резонатора дають змогу встановити взаємозв'язок електричних і конструктивних параметрів і попередньо визначити необхідні конструктивні параметри за заданими електричними.

Ключові слова: мікрохвильовий резонатор; резонатор Фабрі-Перо; лінія передачі; відрізок лінії передачі

DOI: 10.20535/RADAP.2025.102.51-57

Вступ

Резонатори надзвичайно широко застосовують у різних технічних галузях. Значний розвиток має оптичний резонатор Фабрі-Перо [1], утворений резонаторною порожниною і відбивачами. Мікрохвильові резонатори на основі відрізка лінії передачі (ЛП) фактично є аналогами резонатора Фабрі-Перо. Мікрохвильові резонатори використовують у фільтрах, осциляторах, дуплексерах, частотних дискримінаторах, вимірювачах фізичних величин. Для поліпшення параметрів цих пристроїв необхідні мініатюризація резонаторів та розширення смуги подавлення.

Класичним мікрохвильовим резонатором є півхвильовий резонатор, утворений відрізком основної ЛП завдовжки $\lambda_0/2$, де λ_0 – резонансна довжина хвилі. Резонатор на основі двох розімкнених шлейфів, що знайшов широке використання, також має довжину $\lambda_0/2$. Півхвильовий і двошлейфний резонатори є базовими для смугових фільтрів [2–7].

Традиційно для аналізу мікрохвильових резонаторів використовують модель зосередженого коливального контура або теорію ЛП (як у відомій монографії [8]). Модель мікрохвильового резонатора як резонатора Фабрі-Перо дає змогу скористатися її загальністю, наочністю, аналогіями з інших технічних галузей.

За фазовою умовою резонансу резонатора Фабрі-Перо довжина порожнини має бути кратною $\lambda_0/2$. Фаза коефіцієнта відбиття відбивача дорівнює 0 або $\pm\pi$ радіан і не впливає на фазову умову резонансу. У сучасній фотоніці досліджують субхвильові резонатори Фабрі-Перо (subwavelength Fabry-Perot resonators) з порожниною набагато меншою довжини хвилі [9]. Незважаючи на субхвильову довжину, у резонаторі все ще відбувається конструктивна інтерференція хвиль з утворенням необхідної для резонансу стоячої хвилі [9]. Відбивачі на основі метаматеріалів (субхвильових ґраток або багатошарових структур) мають таку фазу коефіцієнта відбиття, що довжина резонатора зменшує-

ться. У резонаторі [10] не лише зменшено довжину, але й розширено смугу пропускання.

Отже, для зменшення мікрохвильового резонатора на основі відрізка ЛП і розширення смуги подавлення необхідний відбивач із відповідними частотними властивостями.

Метою статті є зменшення довжини й розширення смуги подавлення резонатора на основі відрізка ЛП удосконаленням його конструкції. Для аналізу використано модель резонатора Фабрі-Перо. Наведені амплітудно-частотні характеристики (АЧХ) розраховано за моделлю ЛП без втрат [11]. Характеристичні опори та вхідні провідності нормовано відповідно до характеристичного опору та провідності ЛП.

1 Резонатор Фабрі-Перо з ємнісними відбивачами

У [8] запропоновано неоднорідний резонатор, утворений трьома секціями з різними характеристичними опорами (Рис. 1). Однорідний півхвильовий резонатор еквівалентний резонатору на основі відрізка ЛП меншої довжини, навантаженому частотно-залежними ємностями (Рис. 1б). Ємність, визначена з вхідного імпедансу секції відрізка, дорівнює

$$C = \frac{\operatorname{tg}\theta_1}{Z_0 z \omega}, \tag{1}$$

де Z_0 – характеристичний опір ЛП; $\omega = 2\pi f$, f – частота.

Для неоднорідного резонатора (Рис. 1в) $\operatorname{tg}\theta_1' = (z_1/z)\ \operatorname{tg}\theta_1$. Якщо $z_1 < z$ неоднорідний резонатор коротший однорідного.

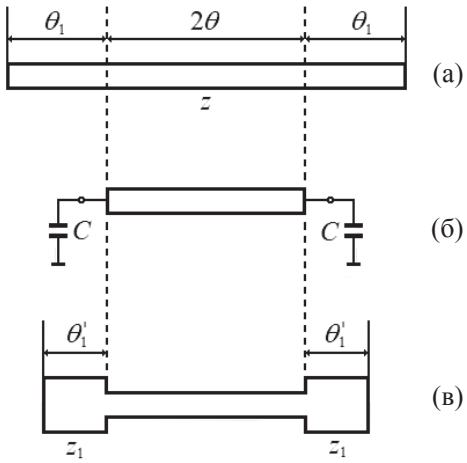


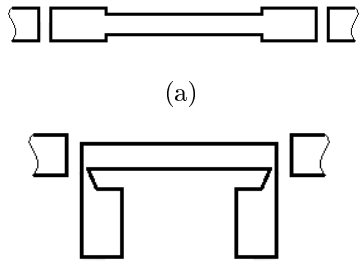
Рис. 1. Резонатори: однорідний півхвильовий (а), z – характеристичний опір відрізка ЛП, 2θ та θ_1 – електричні довжини середньої та крайніх секцій відрізка; однорідний з ємнісними навантагами (б), C – ємність; неоднорідний (в), z_1 та θ_1' – характеристичний опір та електрична довжина крайніх секцій

За заданої резонансної частоти мінімальній довжині неоднорідного резонатора відповідає умова

$$\theta_1' = \theta. \tag{2}$$

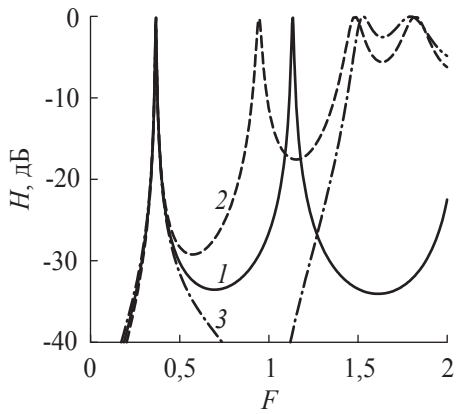
Згідно з моделлю резонатора Фабрі-Перо ємність на Рис. 1б є відбивачем і зменшення резонатора зумовлене відповідною фазою коефіцієнта відбиття.

За традиційного ємнісного зв'язку резонатора з зовнішніми колами (Рис. 2а) крайня секція неоднорідного резонатора є відрізком основної ЛП. Найближчий паразитний резонанс резонатора зумовлений півхвильовим резонансом середньої секції. Згідно з варіантом зв'язку, зображеним на Рис. 2б [12], крайні секції є розімкненими шлейфами. За умови (2) на частоті паразитного резонансу шлейф чвертьхвильовий і резонанс подавлений. Шлейфу відповідає формула (1).



(а)

(б)



(в)

Рис. 2. Варіанти зв'язку неоднорідного резонатора з зовнішніми колами (а, б) та АЧХ резонатора з такими відбивачами: зосереджена ємність (*1*), відрізок основної ЛП (*2*) та шлейф (*3*) (в), $F = f/f_0'$, f_0' – резонансна частота середнього відрізка і шлейфа

Порівняємо АЧХ варіантів 1-3 резонатора з ємнісним зв'язком з такими відбивачами: зосереджена ємність (*1*), відрізок основної ЛП (*2*) та шлейф (*3*) (Рис. 2в). Параметри резонатора: резонансна частота $F_0 = 0,37$, добротність $Q = 60$, $z = 2$, $z_1 = 1,05$ і 1 для відрізка і шлейфа відповідно. Середній відрізок

півхвильовий, а крайні відрізки і шлейфи чвертьхвильові на частоті $F = 1$. За реалізації ємності відрізком основної ЛП подавлення гіршає в порівнянні з зосередженою ємністю. Шлейфи формують смугу режекції і значно поліпшують подавлення.

Значення F_0 характеризує зменшення довжини резонатора відносно півхвильового резонатора. Відношення довжини резонатора за варіантами 2 і 3 до довжини півхвильового резонатора дорівнює $2F_0 = 0,74$.

На врізці Рис. 3 наведено резонатор, що пропонується. Резонатор утворено відрізком ЛП і відбивачами на основі послідовного коливального контура. Елементи контура зосереджені або квазізосереджені. До резонансної частоти контура його опір має ємнісний характер і контур є ємнісним відбивачем. Відрізок чвертьхвильовий на резонансній частоті контура.

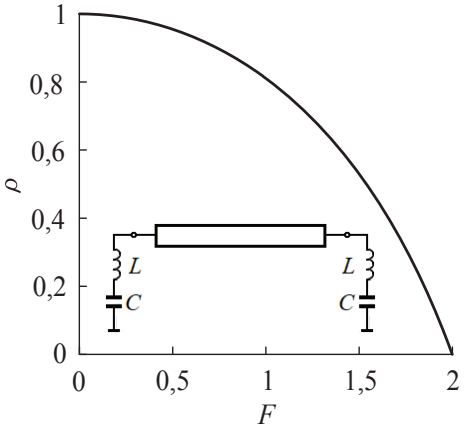


Рис. 3. Частотна залежність відношення опорів контура і шлейфа, L і C – індуктивність і ємність контура

Порівняємо частотні залежності опорів відбивачів на основі зосередженого контура й розімкненого шлейфа. Резонансні частоти і ємності (для шлейфа на частоті $F = 0$) однакові. Відношення опорів контура і шлейфа дорівнює

$$\rho = \frac{\mathrm{tg}(\pi F/2)(1 - F^2)}{\pi F/2}. \qquad (3)$$

Залежність (3), наведена на Рис. 3, ілюструє помітно менший за модулем опір контура. Таке зменшення призведе до розширення смуги подавлення, порівнюючи зі шлейфом.

2 Резонатор на основі чвертьхвильового відрізка

На Рис. 4а наведено АЧХ резонаторів 1 і 2 на основі відрізка ЛП з відбивачами-шлейфами (*1*) і відбивачами-контурами на основі зосереджених елементів (*2*). Параметри: $z = 2$, $z_1 = 1$, ємність контура і шлейфа (на частоті $F = 0$) однакова, ємність зв'язку однакова. На частоті $F = 1$ відрізок півхвильовий, а шлейфи чвертьхвильові. Резонатор 1 має відому структуру з АЧХ, наведеній на Рис. 2в (АЧХ *3*).

Як і очікувалося, резонатор 2 з відбивачами-контурами має більш широку смугу подавлення. Відношення довжини резонатора 2 до довжини півхвильового резонатора дорівнює F_0, що вдвічі менше, ніж для резонатора 1.

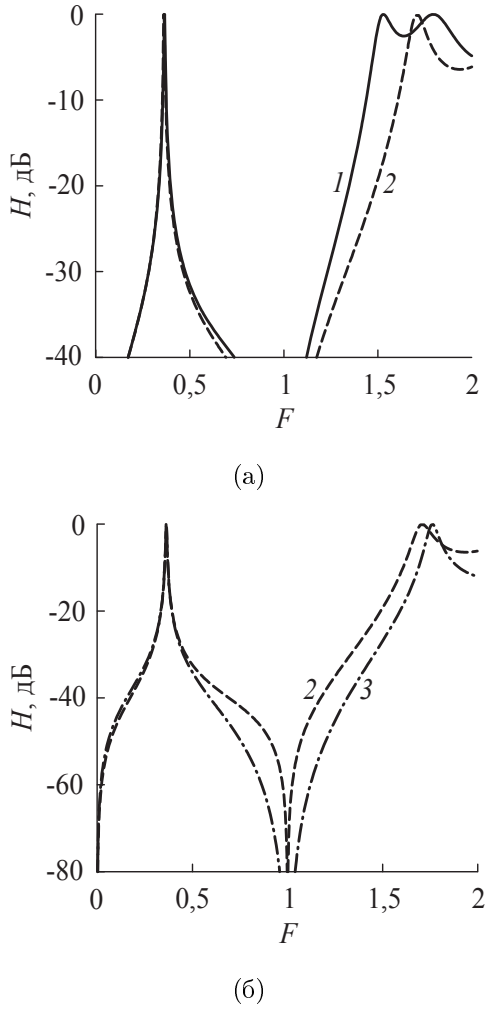


Рис. 4. Амплітудно-частотні характеристики резонаторів на основі півхвильового (*1, 2*) (а, б) і чвертьхвильового (*3*) (б) відрізків з відбивачами на основі шлейфа (*1*) і контура (*2, 3*)

Півхвильовий відрізок ЛП і чвертьхвильові шлейфи резонатора 1 відповідають мінімальній довжині неоднорідного резонатора за заданої резонансної частоти. Відбивач-контур набагато коротший відбивача-шлейфа. Довжину резонатора з відбивачами-контурами визначає відрізок ЛП, що змінює умову оптимальності.

Частота $F = 1$ відповідає резонансу півхвильового відрізка і, відповідно, максимуму його коефіцієнта проходження. Це призводить до звуження

смуги режекції. Для максимізації смуги режекції відрізок має бути чвертьхвильовим, оскільки у такого відрізка на частоті $F = 1$ мінімум коефіцієнта проходження.

Розглянемо резонатор 3 на основі чвертьхвильового відрізка з параметрами АЧХ такими ж, як у АЧХ *2* ($F_0 = 0,36$ і $Q = 62$). На Рис. 4б АЧХ *3* резонатора 3 ілюструє значне розширення смуги режекції.

Для збереження резонансної частоти ємність відбивача резонатора 3 дещо більша, ніж у резонатора 2. Для резонатора 2 з чвертьхвильовим відрізком $F_0' = 0,5$. З урахуванням зменшення довжини і збільшення резонансної частоти відношення довжини резонатора з чвертьхвильовим відрізком до довжини півхвильового резонатора дорівнює $0,5F_0(F_0'/F_0) \approx 0,7F_0$. Це втричі менше, ніж для резонатора 1.

3 Резонансна частота та добротність резонатора

Під час розрахунку резонатора доцільно попередньо за аналітичними формулами визначити його конструктивні параметри. Такі формули також дають змогу встановити взаємозв'язок електричних і конструктивних параметрів резонатора. Отримаємо формули для резонансної частоти та добротності.

Запишемо фазову умову резонансу резонатора Фабрі-Перо для прямої хвилі з урахуванням фази коефіцієнта відбиття відбивача:

$$-\varphi_l + \varphi_r = -\pi, \tag{4}$$

де знак «$-$» відповідає знаку фази прямої хвилі в теорії ліній передачі; φ_l – фазовий набіг у порожнині, $\varphi_l = kl$, $k = 2\pi/\lambda$, λ – довжина хвилі, l – довжина порожнини; φ_r – фаза коефіцієнта відбиття відбивача. Для зменшення l має виконуватися співвідношення $\varphi_r < 0$, у разі $|\varphi_r| \gg \varphi_l$ зменшення значне.

На врізці Рис. 5а зображено схему ємнісного відбивача резонатора. Ємність C_1 узагальнено моделює відбивач (зосереджена ємність, розімкнений шлейф, послідовний контур). Ємність зв'язку C_2 зосереджена, утворена, наприклад, проміжком в основній лінії; $C_2 \ll C_1$.

Коефіцієнт відбиття відбивача дорівнює

$$r = \frac{y^{-1} - z}{y^{-1} + z}, \tag{5}$$

де y – вхідна провідність відбивача, $y = g + ib$, g та b – активна й реактивна складові вхідної провідності, $i = \sqrt{-1}$.

Для незв'язаного резонатора $C_2 = 0$, $g = 0$, $b = b_1 = \omega C_1 Z_0$ і з (5) маємо

$$\varphi_r = -2 \operatorname{arctg} \eta, \tag{6}$$

де $\eta = bz$. У результаті підстановки (6) в (4) для резонансної частоти резонатора отримаємо

$$F_0 = \frac{4}{\pi} \operatorname{arcctg} \eta. \tag{7}$$

У разі зв'язаного резонатора $g \approx b_2^2$, $b \approx b_1 + b_2$, де $b_2 = \omega C_2 Z_0$, і формула (7) наближена.

На Рис. 5а наведено залежність (7). Наприклад, якщо $z = 2$, $C_1 = 1$ пФ і $f = 5$ ГГц, маємо $\eta = 3,1$ і $F_0 = 0,4$. Довжина резонаторної порожнини дорівнює $\lambda_0/10$.

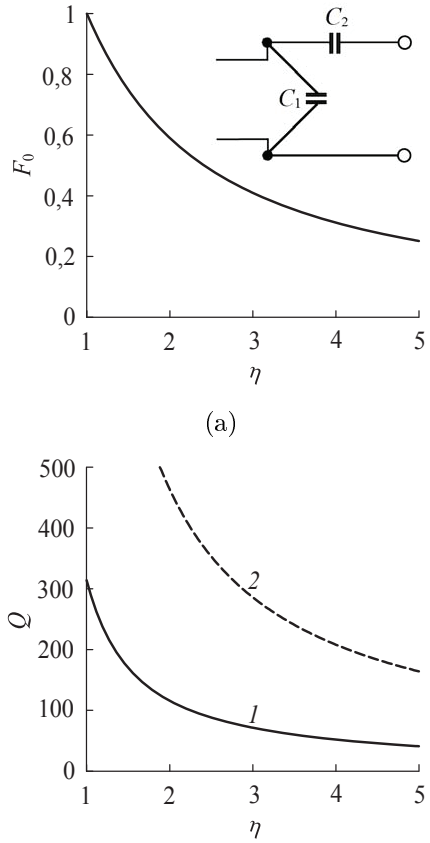


Рис. 5. Залежності резонансної частоти (а) і добротності (б); C_1 і C_2 – ємності відбивача і зв'язку; $z = 2$, $c = 10$ (*1*) і 20 (*2*)

Резонансна частота зменшується зі збільшенням опору z і ємності відбивача. Квазізосереджена ємність на основі відрізка ЛП збільшується зі зменшенням опору z_1. Характеристичний опір має конструктивно-технологічні обмеження. У разі двовимірних мікросмужкових елементів ці обмеження зумовлені шириною провідника. Помітно більший діапазон опорів у тривимірних мікросмужкових елементів. Оскільки у відбивачі-контурі конденсатор може бути мініатюрним зосередженим відносно великої ємності, це дає змогу значно зменшити резонатор.

Добротність традиційного півхвильового резонатора Фабрі-Перо дорівнює $Q = \alpha/\beta$, де α і β – параметри на резонансній частоті; $\alpha = \pi$ – модуль фазового набігу в порожнині; $\beta \approx 2\Delta r$, $\Delta r = 1 - |r|$.

Для резонатора, що розглядається, $\alpha = |-\pi/2 + \varphi'_r|F_0$, де φ'_r – значення похідної частотної залежності фази коефіцієнта відбиття на частоті F_0. Згідно з (6) і (7) $\varphi'_r \approx -\pi/2$. Зважаючи на (5), отримаємо $\Delta r \approx 2b_2^2 z/(1+\eta^2)$. Отже, для добротності маємо

$$Q \approx zc^2(1+\eta^{-2})\,\mathrm{arcctg}\,\eta, \qquad (8)$$

де $c = 1 + C_1/C_2$.

На Рис. 5б наведено залежності згідно з (8). Залежності на Рис. 5 ілюструють взаємозв'язок електричних і конструктивних параметрів резонатора й дають змогу попередньо визначити його конструктивні параметри за заданими електричними.

4 Резонатори з відбивачами-контурами на основі зосереджених і квазізосереджених елементів

Порівняємо варіанти резонатора, розрахованого на задану резонансну частоту й добротність з такими відбивачами: 1) розімкнений шлейф, 2) контур, утворений зосередженими елементами, 3) контур, утворений квазізосередженою індуктивністю на основі відрізка ЛП (індуктивний відрізок) і зосередженою ємністю, (варіанти 1-3, відповідно).

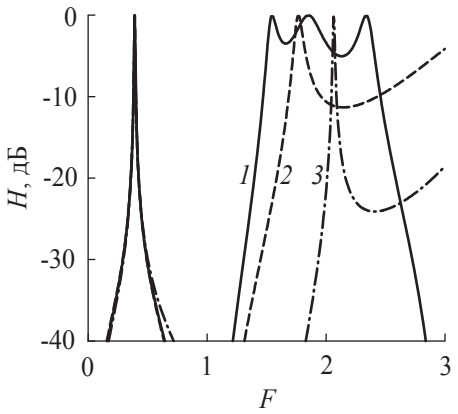
Параметри: $F_0 = 0,39$, $Q = 58$, ємність контурів і шлейфа (на частоті $F = 0$) однакова; $z = 2$, $z_1 = z_L = 0,5$, де z_L – характеристичний опір індуктивного відрізка. Інші параметри наведено в Табл. 1, де № – номер варіанта; знак « ˆ » означає нормування на λ'_0 – довжину хвилі на частоті f'_0; l_L – довжина індуктивного відрізка; ρ_0 і c_0 – значення відповідних параметрів на резонансній частоті; $F_в$ – резонансна частота відбивача; χ – відношення найближчої паразитної до основної резонансних частот резонатора.

Табл. 1 Параметри варіантів резонатора

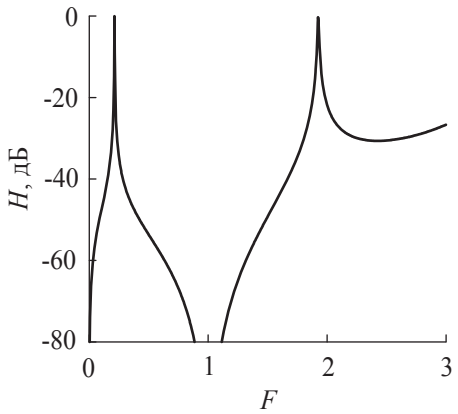
№	$\hat{l}$	$\hat{l}_L$	ρ_0	c_0	$F_в$	χ
1	0,25	-	1	8,80	1	4,0
2	0,245	-	0,98	8,75	1,02	4,5
3	0,230	0,045	0,91	9,51	1,46	5,3
4	0,25	0,025	-	21,07	1	9,1

Внаслідок більшої залежності від частоти еквівалентні ємності відбивачів 2 і 3 на резонансній частоті більші ємності відбивача 1. З урахуванням цього й однакового значення F_0 зменшено порожнину резонаторів 2 і 3 і збільшено резонансну частоту відбивачів.

На Рис. 6а наведено АЧХ резонатора. Тригорба смугова характеристика в смузі подавлення АЧХ *1* зумовлена зв'язаними резонансами порожнини і відбивачів.



(а)



(б)

Рис. 6. Амплітудно-частотні характеристики резонатора за варіантами 1-3 (*1-3* відповідно) (а) і 4 (б)

За заданих резонансної частоти й добротності резонатора відбивачі-контури в порівнянні зі шлейфами поліпшують інші електричні параметри і зменшують довжину резонатора. Найкращі параметри має резонатор 3: ширину смуги подавлення, довжину, що дорівнює $\lambda_0/11$, і відношення паразитної до основної резонансних частот (5,3 проти 2 для півхильового резонатора).

Згідно з формулами (7) і (8) маємо $F_0 \approx 0,389$, що лише на 0,001 менше точного значення, і $Q \approx 52$, що на 10% менше точного значення.

У розглянутих варіантах резонатора значення ємності відбивача обмежене ємністю шлейфа на частоті $F = 0$. Згідно з (1) ця ємність дорівнює $C = (4Z_0 z_1 f'_0)^{-1}$. Наприклад, для $Z_0 = 50$ Ом, $z_1 = 0,5$ і $f'_0 = 10$ ГГц, маємо $C = 1$ пФ.

Розглянемо резонатор 4 з відбивачами за варіантом 3 і вчетверо більшою ємністю. На Рис. 6б наведено АЧХ резонатора, а в Табл. 1 – його параметри. Резонансна частота й добротність дорівнюють $F_0 = 0,211$ і $Q = 159$. Згідно з формулами (7)

і (8) наближене значення F_0 збігається з точним, а значення $Q \approx 151$. Довжина резонатора складає $\lambda_0/19$.

5 Обговорення отриманих результатів

Застосування моделі резонатора Фабрі-Перо дало змогу скористатися аналогією із субхильовим резонатором, запропонувати технічні рішення мініатюризації мікрохвильового резонатора та отримати аналітичні вирази для резонансної частоти й добротності.

Використана для розрахунків характеристик модель лінії передачі (transmission line model [11]) враховує ефекти першого порядку і є загальною для структур різної конструктивної реалізації. Ця модель наочна на відміну від набагато складнішої тривимірної моделі, що враховує ефекти другого порядку і призначена для структур конкретної реалізації. У подальших дослідженнях, зокрема мікросмужкових смугових фільтрів на основі запропонованих резонаторів, моделювання двоетапне. На першому етапі – за допомогою моделі ЛП, а на другому – тривимірне моделювання з початковими вхідними даними за результатами першого етапу.

Запропонований відбивач у вигляді послідовного контура має помітно менший реактивний опір (за модулем), ніж відомий відбивач із режекцією – розімкнений шлейф, що розширює смугу подавлення.

Поєднання в конструкції резонатора розподілених і зосереджених елементів збільшує можливості його мініатюризації та поліпшує параметри.

Запропоновані рішення можна використати в резонаторах різної конструктивної реалізації (мікросмужкової, коаксіальної та ін.).

Висновки

Отже, у роботі запропоновано удосконалення мікрохвильового резонатора на основі відрізка ЛП завдяки таким рішенням: 1) відбивачем резонатора є послідовний контур; 2) відрізок чвертьхвильовий на резонансній частоті контура; 3) контур утворено зосередженою ємністю і квазізосередженою індуктивністю.

За резонансної частоти, обмеженої ємністю відбивача-шлейфа, запропонований резонатор утричі коротший неоднорідного резонатора й має помітно ширшу смугу подавлення. Оскільки у відбивачі-контурі конденсатор може бути мініатюрним зосередженим відносно великої ємності, це дає змогу значно зменшити резонатор.

Довжина резонатора складає $\lambda_0/11$ і $\lambda_0/19$ (варіанти 3 і 4 в Табл. 1) проти традиційної $\lambda_0/2$. Відношення паразитної і основної резонансних частот – 5,3 і 9,1 проти 2 для півхвильового резонатора.

Отримані наближені формули для резонансної частоти й добротності резонатора встановлюють взаємозв'язок електричних і конструктивних параметрів і дають змогу попередньо визначити необхідні конструктивні параметри за заданими електричними.

References

[1] Velha P. (2024). Integrated Fabry–Perot Cavities: A Quantum Leap in Technology. *MDPI Encyclopedia*, Vol. 4, Iss. 2, pp. 622–629. DOI: 10.3390/encyclopedia4020039.

[2] Cho Y.-H. and Park C. (2025). Dual-Band Absorptive Bandpass Filters Using a Dual-Behavior Matching Section. *IEEE Access*, Vol. 13, pp. 1–6. DOI: 10.1109/ACCESS.2025.3561755.

[3] He, Y.-Q., Lin J.-Y., Yu X. and Wong S.-W. (2023). Input-Absorptive Quasi-Elliptic-Type Cavity Bandpass Filter Design. *53rd European Microwave Conference (EuMC)*, pp. 211-214, DOI: 10.23919/EuMC58039.2023.10290271.

[4] 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. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, Vol. 31, Iss. 1, e22768. DOI: 10.1002/mmce.22768.

[5] Liu H., Wu Y. and Ma K. (2024). Design of Bandpass Filter Based on Dual-Behavior Substrate Integrated Coaxial Line Resonators. *IEEE International Conference on Computational Electromagnetics (ICCEM)*, pp. 1-3, DOI: 10.1109/ICCEM60619.2024.10559049.

[6] 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).

[7] 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 Microwave and Wireless Technology Letters*, Vol. 33, Iss. 11, pp. 1521–1524. DOI: 10.1109/lmwt.2023.3286574.

[8] Makimoto M. and Yamashita S. (2001). *Microwave Resonators and Filters for Wireless Communication: Theory, Design and Application*. Berlin, Heidelberg, Springer-Verlag, 162 p. DOI: 10.1007/978-3-662-04325-7.

[9] Huang C.-P. and Chan C.-T. (2014). Deep subwavelength Fabry-Perot resonances. *EPJ Applied Metamaterials*, Vol. 1, Iss. 2, pp. 1–16. DOI: 10.1051/epjam/2014003.

[10] Chen T., Li W. and Yu D. (2022). Broadband and deep subwavelength acoustic antenna based on Fabry-Perot-like acoustic grating resonators. *Measurement*, Vol. 194, 111014. DOI: 10.1016/j.measurement.2022.111014.

[11] Awang Z. (2014). *Microwave Systems Design*. Springer Singapore, 313 p. DOI: 10.1007/978-981-4451-24-6.

[12] Verma A. K. (2021). *Introduction To Modern Planar Transmission Lines: Physical, Analytical, and Circuit Models Approach*. Wiley-IEEE Press, 944 p. DOI: 10.1002/9781119632443.

Miniature Resonator Based on Transmission Line Section

Nelin E. A.

Resonators are widely used in various technical fields. Miniaturization and improvement of the electrical parameters of resonators, which determine the parameters of devices based on them, are of great importance. A microwave resonator based on a transmission line section is actually an analogue of an optical Fabry-Perot resonator of length $\lambda_0/2$, where λ_0 is the resonant wavelength. To significantly reduce the resonator, the following solutions are proposed in the presented paper: 1) the resonator reflector is a series circuit; 2) the length of the section is a quarter-wavelength at the circuit resonant frequency; 3) the series circuit is formed by a quasi-lumped inductor and a lumped capacitor. The resistance of the reflector-circuit is noticeably lower than that of the known reflector with rejection – an open-circuited stub, which widens the suppression band. The widest suppression band is provided by a reflector-circuit formed by quasi-lumped inductor based on a short section of the transmission line and lumped capacitor. The use of miniature lumped capacitors of relatively large capacitance allows achieving significant miniaturization of the resonator with reflector-circuit. The transmission responses of the proposed resonator variants and, for comparison, the known one are presented. For a given reflector capacitance the proposed resonator has a threefold shorter length and a wider suppression band. The lengths of the two resonator variants are $\lambda_0/11$ and $\lambda_0/19$ versus the traditional half-wavelength. The ratio of the parasitic to the fundamental resonance frequencies is 5.3 and 9.1 versus 2 for the half-wave resonator. The obtained approximate formulas for the resonant frequency and Q-factor of the resonator make it possible to establish the relationship between electrical and design parameters and predetermine the necessary design parameters based on the given electrical ones.

Keywords: microwave resonator; Fabry-Perot resonator; transmission line; transmission line section