

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

ЛІТВІНЦЕВ Сергій Миколайович

УДК 621.372.543.2

ДИСЕРТАЦІЯ

**МЕТОДИ ПОБУДОВИ ТА СХЕМОТЕХНІЧНІ РІШЕННЯ
МІКРОСМУЖКОВИХ СМУГО-ПРОПУСКНИХ ФІЛЬТРІВ**

Спеціальність: 05.12.13 — Радіотехнічні пристрої
та засоби телекомунікацій

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук.

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело _____ С.М. Літвінцев
(підпис, ініціали та прізвище здобувача)

Науковий керівник: д.т.н., с.н.с., Захаров Олександр Віталійович

Київ — 2023

Анотація

Літвінцев С. М. **Методи побудови та схемотехнічні рішення мікросму-
жкових смуго-пропускних фільтрів.** — Кваліфікаційна наукова праця на пра-
вах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.12.13 «Радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій» (17 — Електроніка та телекомунікації). — Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» МОН України, Київ, 2023.

У дисертації вирішено актуальну науково-технічну задачу розвитку методів побудови та нові схемотехнічні рішення для смуго-пропускних фільтрів (СПФ), які використовуються в сучасних системах бездротового зв'язку.

У першому розділі здійснено розширення функціональних можливостей матриці зв'язків шляхом її модифікації. Розглянуто приклади незастосовності матриці зв'язків, проведено аналіз резонатора прохідного типу, який є причиною зазначеної незастосовності, вирішено задачу модифікації матриці зв'язків, яка призводить до адекватних результатів розрахунку частотних характеристик і розширенню області застосувань матриці зв'язків.

Детальний розгляд прохідного резонатора, включеного у чотирьохполіусник, показав, що здійснювана ним конфігурація зв'язку залежить від його структури. Це використано для відповідної модифікації матриці зв'язку, щоб та достовірно відображала частотні характеристики. Модифікація полягає у зміні знаків деяких елементів матриці зв'язків згідно зі встановленими в роботі правилами. Встановлені в роботі правила модифікації матриці зв'язків наведені на чисельних прикладах.

Для перевірки змін в матриці зв'язків виготовлено відповідні фільтри, виміряні характеристики яких підтвердили запропоновані зміни.

У другому розділі розглянуті СПФ із змішаними зв'язками між суміжними резонаторами. Проведено аналіз закономірностей розташування нулів передачі таких фільтрів, та взаємозв'язок між лінійною та звичайною формами подання

змішаного зв'язку. Запропоновано метод синтезу таких фільтрів, заснований на використанні інвертора провідності для змішаного зв'язку.

На відміну від звичайного зв'язку, змішаний зв'язок характеризується трьома, а не двома, характерними частотами: парною модою і непарною модою пов'язаних коливань, а також значенням частоти нуля передачі. Ці частоти можна визначити при слабкому зв'язку резонаторів.

Оскільки змішаний коефіцієнт зв'язку у звичайній формі не може бути використаний в матриці зв'язків, тому для розрахунку частотних характеристик СПФ необхідно мати іншу форму представлення. Для цього використана лінійна форма подання коефіцієнт зв'язку на нормованій частоті. В такому випадку з'являється можливість використання матриці зв'язків для обчислення параметрів смуго-пропускного фільтру у випадку, коли в нього використано змішаний зв'язок.

В роботі запропоновано ефективний метод синтезу фільтрів зі змішаними зв'язками між суміжними резонаторами. Метод базується на відомій техніці використання інверторів провідності, схеми яких тепер містять паралельні контури відповідно до змішаних зв'язків резонаторів. Результати ЕМ моделювання підтвердили працездатність процедури синтезу фільтрів.

Встановлено взаємозв'язок між лінійною та звичайною формами представлення змішаного зв'язку. Вперше запропоновано метод аналітичного синтезу СПФ зі змішаними зв'язками між суміжними резонаторами, заснований на використанні інверторів провідностей для змішаного зв'язку. При цьому досягнуто рівень селективності фільтра, що відповідає більш складним структурам без ускладнення конструкції фільтра.

У третьому розділі розглянуто фільтри з зосереджено-розподіленими зв'язками, широкою смугою загородження та підвищеною односторонньою вибірковістю. Запропоновано два методи збільшення смуги загородження в гребінчастих та решітчастих фільтрах.

Оскільки основу гребінчастих смуго-пропускних фільтрів складають зв'язані між собою чвертьхвильові резонатори, запропонований метод заснований на

закономірності зміни антирезонансних частот, пов'язаній зі зміною координати підключення до чвертьхвильового резонатора.

Базуючись на виразі вхідної провідності чвертьхвильового резонатора, визначено координати особливих точок підключення до цього резонатора, використання яких призводить до придушення паразитних смуг пропускання в гребінчастому смуго-пропускному фільтрі. Окрім того з'ясовано, що використання однієї спеціальної координати підключення призводить до придушення не однієї, а кількох періодично розташованих резонансних частот чвертьхвильового резонатора. Таким чином, якщо у одному фільтрі використати декілька особливих координат точок підключення, то в цьому випадку можливо досягти значного розширення смуги загородження в гребінчастому смуго-пропускному фільтрі.

Аналогічний метод розширення смуги загородження розроблено для гребінчастого смуго-пропускного фільтру, який будується на основі напівхвильових резонаторів. У випадку гребінчастого фільтру використання однієї точки підключення з особливою координатою також призводить до придушення не тільки однієї паразитної резонансної частоти напівхвильового резонатора, а до одночасного придушення кількох періодично розташованих резонансних частот напівхвильового резонатора, закон розподілу яких також визначено і запропоновано автором.

Оскільки сьогодні на ринку з'явилася велика кількість малогабаритних пасивних компонентів (ємності, індуктивності) з високою добротністю для використання в пристроях надвисоких частот, то одночасне використання мікросмужкових резонаторів і малогабаритних зосереджених елементів призводить до появи нового виду зв'язків в смуго-пропускних фільтрах, який можна назвати зосереджено-розподіленим. Тому необхідні методи, за допомогою яких можна обраховувати значення всіх елементів, що входять у смуго-пропускний фільтр, що побудований на основі таких зосереджено-розподілених зв'язках. Автором запропонована методика, яка дозволяє обраховувати значення всіх елементів, за допомогою яких побудовано смуго-пропускний фільтр з зосереджено-розподіленими зв'язками.

Таким чином, в даній роботі вирішена задача розширення смуги загородження в гребінчастих та решітчастих фільтрах за допомогою використання зосереджено-розподілених змішаних зв'язків між суміжними резонаторами, та нового методу розрахунку, заснованого на траєкторіях зміщення антирезонансних частот використаних резонаторів.

Перевірка методу розширення смуги загородження по траєкторіях зміщення частот проведена по результатам вимірювання параметрів фільтра, створеного за запропонованим методом. Отримано розширення смуги загородження більше ніж в три рази. Процес проектування представлено у вигляді алгоритму, що уніфікує даний процес для розробника.

У четвертому розділі розглядається можливість розширення функціональних можливостей багатомодових резонаторів та фільтрів. Проведено аналіз двомодових планарних резонаторів з розімкненими та короткозамкнутими кінцями на основі ступінчастих ліній, експериментально досліджено двомодові смугопропускні фільтри.

Існуючі двомодові резонатори на основі Т-з'єднання обмежені функціонально, оскільки в них використовуються однорідні відрізки ліній. В роботі запропоновано замінити ці відрізки, відрізками ступінчастих ліній, та визначити потенційні можливості нових утворених двомодових резонаторів планарної конструкції.

В роботі розглянуто двомодові резонатори при різних способах їх включення. Спочатку вирішена задача синтезу конструктивних елементів двомодових резонаторів із розімкненими кінцями та вивчено їх властивості. Потім синтезовано конструктивні елементи двомодових резонаторів із короткозамкненими кінцями, та досліджено їх властивості.

Таким чином, в результаті розвитку теорії двомодових резонаторів, методом параметричного синтезу отримано та досліджено чотири варіанти резонаторів, які мають властивості, корисні при побудові смугопропускних фільтрів. Ці резонатори мають покращенні функціональні можливості, а саме: збільшену в 1,4 рази смугу загородження, зменшені в 1,3 рази розміри резонаторів при тих

же значеннях резонансних частот, що і при використанні однорідних ліній передачі.

Визначено основні показники двомодових планарних резонаторів із розміченими і з усіма короткозамкненими кінцями на основі ступінчастих ліній. Виявлена та експериментально підтверджена нова властивість деяких двомодових резонаторів, яка полягає в одночасному існуванні двомодових та одномодових коливань, які чергуються між собою. Експеримент підтвердив розширення смуги загородження, яке склало 1,4 рази по відношенню до двомодового фільтру на однорідних лініях. При цьому ширина цієї смуги може змінюватися. Прототип фільтра з закороченими кінцями запрацював як фільтр з очікуваними характеристиками.

Ключові слова: смуго-пропускний фільтр, гребінчастий фільтр, решітчастий фільтр, матриця зв'язків, однорідна лінія передачі, ступінчастий резонатор.

Abstract

Litvintsev S. M. **Construction methods and circuit design solutions for microstrip bandpass filters.** — Qualification manuscript.

The dissertation for the scientific degree of candidate of engineering sciences in the speciality 05.12.13 — «Radio technical devices and means of telecommunications» (17 — Electronics and telecommunications). — National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute” Ministry of Education and Science of Ukraine, Kyiv, 2023.

An actual scientific and engineering problem of developing construction methods and new circuit solutions for bandpass filters (BPF), which are used in modern wireless communication systems, are solved in this dissertation.

The functional capabilities of the coupling matrix were expanded by modifying it in the first chapter. Examples of the inapplicability of the coupling matrix were considered. The analysis of the through-type resonator, which is the cause of the specified inapplicability, was carried out. The problem of coupling matrix modification was solved, which leads to correct frequency characteristics and expanding the application of coupling matrix.

A detailed examination of the through-type resonator, included as the two-port network, showed that the coupling configuration depends on its structure. This is used to modify the coupling matrix accordingly so that it correctly determines the frequency characteristics. The modification consists in changing the signs of some elements of the coupling matrix according to the rules established in this work. The rules for the modification of the coupling matrix established in this work are given using some examples.

To check the modification in coupling matrix, appropriate filters were made. The measured characteristics of these filters confirmed the proposed changes.

In the second chapter, BPFs with mixed coupling between adjacent resonators are considered. An analysis of the location of the transmission zeros of such filters and the relationship between the linear and conventional presentation forms of the mixed

coupling was carried out. The synthesis method of such filters based on the use of a conductivity inverter for mixed coupling is proposed.

Unlike usual coupling, mixed coupling is characterized by three, not two, characteristic frequencies: an even mode and an odd mode of coupled oscillations, and frequency of transmission zero. These frequencies can be determined when the resonators are weakly connected.

Since the mixed coupling coefficient in its usual form cannot be used in the coupling matrix, it is necessary to have another representation form to calculate the frequency characteristics of BPF. The linear form of the coupling coefficient at the normalized frequency was used. In this case, it becomes possible to use the coupling matrix to calculate the parameters of the band-pass filter in the case when it uses mixed couplings.

An effective method of synthesizing filters with mixed couplings between adjacent resonators is proposed in this work. The method is based on the well-known technique of using conductivity inverters, the circuits of which now contain parallel circuits according to the mixed couplings of resonators. The EM modeling results confirmed this filter synthesis procedure.

The relationship between linear and conventional representation forms of mixed coupling is established. For the first time, a method for the analytical synthesis of BPF with mixed couplings between adjacent resonators. It is based on the use of conductivity inverters for mixed couplings. At the same time, the filter selectivity was achieved, which corresponds to more complex structures without complicating the filter design.

In the third chapter, filters with lumped-distributed couplings, wide stopband and increased one-sided selectivity are considered. Two methods of increasing the stopband in combline and pseudocomblines filters are proposed.

Since the basis of combline BPFs are interconnected quarter-wave resonators, the proposed method is based on the regularity of the change of anti-resonance frequencies associated with the change of the connection coordinate to quarter-wave resonator.

Based on the input conductivity expression of the quarter-wave resonator, the coordinates of the special connection points to this resonator are determined. The use of these points leads to the suppression of parasitic transmission bands in the combline bandpass filter. In addition, it was found that the use of one special connection point leads to the suppression of not one, but several periodically located resonance frequencies of the quarter-wave resonator. Thus, if several special coordinates of the connection points are used in one filter, then in this case it is possible to achieve a significant stopband expansion in a combline band-pass filter.

A similar method of stopband expanding was developed for a pseudocombine band-pass filter, which is based on half-wave resonators. In the case of a pseudocombine, the use of one connection point with a special coordinate also leads to the suppression of not only one parasitic resonant frequency of the half-wave resonator, but to the simultaneous suppression of several periodically located resonant frequencies of the half-wave resonator. The distribution law of these frequencies is also determined and proposed by the author.

Today a large number of small-sized passive components (capacitors, inductances) with a high Q-factor for use in ultra-high-frequency devices have appeared on the market. So, the simultaneous using of microstrip resonators and small-sized lumped elements leads to the appearance of a new type of connections in pass-band filters, which can be called lumped-distributed coupling. Therefore, methods, which help to calculate the values of all elements included in a band-pass filter, which is built on the basis of such lumped-distributed connections, are needed. The author proposed a technique that allows us to determine the value of all elements, which are used to construct a band-pass filter with lumped-distributed couplings.

Thus, this work solves the problem of stopband expanding in combline and pseudocombine filters by using lumped-distributed mixed couplings between adjacent resonators, and a new calculation method based on the displacement trajectories of the anti-resonant frequencies of the used resonators.

Verification of the method of stopband expanding based on the frequency shifts trajectories was carried out on the measuring results the parameters of the filter created

according to the proposed method. We obtained the stopband expansion by more than three times. The design process is presented as algorithm that unifies this process for engineer.

The fourth chapter considers the possibility of expanding the functional capabilities of multimode resonators and filters. An analysis of dual-mode planar resonators with open and short-circuited ends based on stepped lines was carried out. The dual-mode band-pass filters were experimentally investigated.

Existing dual-mode T-junction resonators are functionally limited because they use uniform transmission line segments. In this work, it is proposed to replace these segments with step-impedance resonators, and to determine the potential capabilities of these new formed dual-mode planar resonators.

The paper considers dual-mode resonators with different ways of their connection. Firstly, the synthesis problem of structural elements of dual-mode resonators with open ends was solved and their properties were studied. Then, the structural elements of dual-mode resonators with short-circuited ends were synthesized, and their properties were investigated.

As a result of the development of the theory of dual-mode resonators, by the method of parametric synthesis we propose and investigate four variants of resonators, which have properties useful in the design of band-pass filters. These resonators have improved functionality, namely: a stopband increased by 1.4 times, the dimensions of the resonators reduced by 1.3 times at the same values of resonant frequencies as when using uniform transmission lines.

The main parameters of dual-mode planar resonators with open and all short-circuited ends based on step-impedance resonators are determined. A new property of some dual-mode resonators, which consists in the simultaneous existence of alternating dual-mode and one-mode oscillations, was discovered and experimentally confirmed. The experiment confirmed the stopband expansion, which was 1.4 times compared to the dual-mode filter based on uniform lines. At the same time, the width of this band may vary. The prototype filter with shorted ends performed as a filter with the expected characteristics.

Keywords: band-pass filter, combline filter, pseudocombine filter, coupling matrix, uniform transmission line, step-impedance resonator

Список публікацій здобувача / Applicant's publications list

Розділ 1

1. A. I. Rybin, A. D. Melnyk, Y. K. Nizhebetskaya, I. A. Sushko, S. N. Litvintsev, "Pattern recognition of 1D and 2D signals using normalization and normal transformation," *Radioelectron. Commun. Syst.*, vol. 59, no. 1, pp. 28–38, 2016, doi: [10.3103/S0735272716010027](https://doi.org/10.3103/S0735272716010027). (входить в базу SCOPUS)

Здобувачем виконана порівняльна характеристика розглянутих способів нормалізації

2. О. І. Рибін, С. М. Літвінцев, І. О. Сушко, С. О. Пелевін, "Класифікація двовимірних образів з використанням нормалізації за рівнем," *Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування*, № 61, с. 50–59, 2015, doi: [10.20535/RADAP.2015.61.50-59](https://doi.org/10.20535/RADAP.2015.61.50-59). (входить в базу WoS)

Здобувачем обраховано спектри Адамара досліджуваних сигналів

3. О. І. Рибін, С. М. Літвінцев, І. О. Сушко, "Алгоритм нормального дискретного ортогонального перетворення двовимірної образу," *Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування*, № 63, с. 21–32, 2015, doi: [RADAP.2015.63.21-32](https://doi.org/10.20535/RADAP.2015.63.21-32). (входить в базу WoS)

Здобувачем розроблено та перевірено алгоритм формування коефіцієнтів, необхідний для обчислення коефіцієнтів трансформант

4. С. М. Літвінцев, І. О. Сушко, Є. В. Вістизенко, О. І. Рибін, "Класифікація одновимірних та двовимірних образів при довільному масштабі просторових координат," *Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування*, № 60, с. 25–33, 2015, doi: [10.20535/RADAP.2015.60.25-33](https://doi.org/10.20535/RADAP.2015.60.25-33). (входить в базу WoS)

Здобувачем проведено дослідження можливості використання перетворення Мелліна

5. A. V. Zakharov, S. N. Litvintsev, L. S. Pinchuk, "Using coupling matrix in band-pass filters design," *Radioelectron. Commun. Syst.*, vol. 62, no. 4, pp. 161–172, 2019, doi: [10.3103/S0735272719040022](https://doi.org/10.3103/S0735272719040022). (входить в базу SCOPUS)

Здобувачем визначено закономірність зміни знаків коефіцієнтів зв'язку СПФ з прохідними резонаторами, а також встановлено процедуру їх оптимізації.

6. A. Zakharov, S. Rozenko, S. Litvintsev, M. Ilchenko, “Trisection bandpass filter with mixed cross-coupling and different paths for signal propagation,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 30, no. 1, pp. 12–15, 2020, doi: [10.1109/LMWC.2019.2957207](https://doi.org/10.1109/LMWC.2019.2957207). (входить в бази SCOPUS і WoS)

Розглянуто приклад фільтр третього порядку з напівхвильовими резонаторами, який може бути правильно описаний матрицею зв'язку.

7. О. В. Захаров, М. Ю. Ільченко, С. М. Літвінцев, Л. С. Пінчук, “Мікросмушко-вий смугопропускаючий фільтр,” Патент № 135153, 2019.

Виконано ЕМ моделювання ППФ третього порядку з напівхвильовими резонаторами, що має два різні частотні відгуки.

Розділ 2

8. A. Zakharov, S. Litvintsev, M. Ilchenko, “Trisection bandpass filters with all mixed couplings,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 29, no. 9, pp. 592–594, 2019, doi: [10.1109/LMWC.2019.2929650](https://doi.org/10.1109/LMWC.2019.2929650). (входить в бази SCOPUS і WoS)

Встановлено емпіричний вираз визначення двох еквідистантно розташованих полюсів згасання.

9. A. V. Zakharov, S. A. Rozenko, S. N. Litvintsev, “Fourth-order microstrip bandpass filter with mixed cross-coupling,” *J. Commun. Technol. Electron.*, vol. 66, no. 2, pp. 211–219, 2021, doi: [10.1134/S1064226921020157](https://doi.org/10.1134/S1064226921020157). (входить в бази SCOPUS і WoS)

Здобувачем комп'ютерним моделюванням підтверджено достовірність основних положень, що використовуються при синтезі СПФ зі змішаними зв'язками.

10. A. Zakharov, S. Rozenko, L. Pinchuk, S. Litvintsev, “Microstrip quazi-elliptic bandpass filter with two pairs of antiparallel mixed-coupled SIRs,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 31, no. 5, pp. 433–436, 2021, doi: [10.1109/LMWC.2021.3065394](https://doi.org/10.1109/LMWC.2021.3065394). (входить в бази SCOPUS і WoS)

Здобувачем розв'язана задача побудови ППФ зі змішаними зв'язками між суміжними резонаторами, заснована на використанні інверторів провідностей.

Розділ 3

11. S. M. Litvintsev, A. V. Zakharov, “Expansion method of bandstop for compline bandpass filters,” *Visnyk NTUU KPI Seriya - Radiotekhnika Radioaparotobuduvannya*, no. 79, pp. 16–23, 2019, doi: [10.20535/RADAP.2019.79.16-23](https://doi.org/10.20535/RADAP.2019.79.16-23). (входить в базу WoS)

Здобувачем встановлено залежність між числом використовуваних координат k для забезпечення зв'язків між резонаторами СПФ і максимальним числом паразитних смуг пропускання, що придушуються.

12. A. V. Zakharov, S. A. Rozenko, S. N. Litvintsev, L. S. Pinchuk, “Microstrip BPFs with increased selectivity and asymmetric frequency responses,” *Radioelectron. Commun. Syst.*, vol. 63, no. 7, pp. 353–367, 2020, doi: [10.3103/S0735272720070031](https://doi.org/10.3103/S0735272720070031). (входить в базу SCOPUS)

Здобувачем розроблена методика дизайну СПФ зі змішаним розподілено-зосередженим зв'язком між резонаторами, які мають широку смугу загородження та підвищену односторонню вибірковість.

13. A. V. Zakharov, S. N. Litvintsev, S. A. Rozenko, “Distributed resonators from comparable sections of transmission line,” *Radioelectron. Commun. Syst.*, vol. 64, no. 3, pp. 107–124, 2021, doi: [10.3103/S0735272721030018](https://doi.org/10.3103/S0735272721030018). (входить в базу SCOPUS)

Визначено форму нерегулярного резонатора з максимальним розрядженням спектра резонансних частот.

14. О. В. Захаров, С. О. Розенко, С. М. Літвінцев, Л. С. Пінчук, “Смугопропускаючий гребінчастий фільтр,” Патент № 145151, 2020.

Встановлено координату підключення навантажень до гребінчастого фільтра, що забезпечує розширення смуги загородження.

15. О. В. Захаров, С. О. Розенко, С. М. Літвінцев, Л. С. Пінчук, “Смуго-пропускаючий решітчастий фільтр,” Патент № 146716, 2021.

Встановлено координату підключення навантажень до решітчастого фільтра, що забезпечує розширення смуги загородження.

Розділ 4

16. A. Zakharov, S. Litvintsev, “Expanding functionality of dual-mode resonators and filters using nonuniform transmission line structural elements,” *IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap.*, vol. 69, no. 8, pp. 3124–3135, 2022, doi: [10.1109/TCSI.2022.3169472](https://doi.org/10.1109/TCSI.2022.3169472). (входить в бази SCOPUS і WoS)

Здобувачем розроблено та експериментально досліджено два мікросмужкових двомодових СПФ, отримано кількісні оцінки покращення показників двомодових резонаторів планарної конструкції.

17. A. Zakharov, S. Litvintsev, M. Ilchenko, “Transmission line tunable resonators with intersecting resonance regions,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 67, no. 4, pp. 660–664, 2020, doi: [10.1109/TCSII.2019.2922429](https://doi.org/10.1109/TCSII.2019.2922429). (входить в бази SCOPUS і WoS)

Проведено ЕМ аналіз двомодового резонатора петльового типу із змінною ємністю.

18. A. Zakharov, S. Rozenko, S. Litvintsev, M. Ilchenko, “Hairpin resonators in varactor-tuned microstrip bandpass filters,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*,

vol. 67, no. 10, pp. 1874–1878, 2020, doi: [10.1109/TCSII.2019.2953247](https://doi.org/10.1109/TCSII.2019.2953247). (входить в бази SCOPUS і WoS)

Виконано комп'ютерне моделювання та встановлено закономірності різних мікросмужкових П-подібних резонаторів із ємнісною перебудовою.

19. A. Zakharov, S. Rozenko, S. Litvintsev, “Transmission Line Loop Resonators Short-Circuited in Middle,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 69, no. 4, pp. 2006–2010, 2022, doi: [10.1109/TCSII.2021.3138937](https://doi.org/10.1109/TCSII.2021.3138937). (входить в бази SCOPUS і WoS)

Виконано комп'ютерне моделювання та встановлені закономірності мікросмужкових петльових резонаторів, короткозамкнених у середній частині.

Зміст

Анотація	2
Abstract.....	7
Список публікацій здобувача / Applicant's publications list	11
Розділ 1	11
Розділ 2	12
Розділ 3	12
Розділ 4	13
Зміст	15
Перелік скорочень	17
Вступ.....	18
Актуальність теми	18
Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами	19
Мета і задачі дослідження	20
Методи дослідження	20
Наукова новизна отриманих результатів	21
Практичне значення отриманих результатів	21
Особистий внесок здобувача.....	22
Апробація результатів дисертації.....	22
Публікації.....	23
Структура та обсяг дисертації.....	23
Розділ 1. Узагальнена матриця зв'язків у теорії смугових фільтрів.....	24
1.1 Вступ	24
1.2 Матриця зв'язків.....	25
1.3 Випадки непридатності матриці зв'язків.....	26
1.4 Особливості резонаторів прохідного типу.....	35
1.5 Модифікація матриці зв'язків для смугових фільтрів з одним прохідним резонатором.....	37
1.6 Модифікація матриці зв'язків для смугових фільтрів з кількома резонаторами прохідного типу	43
1.7 Приклад використання модифікації матриці зв'язків	46
1.8 Узагальнення модифікації матриці зв'язків	48
1.9 Висновки.....	49
Розділ 2. Змішані коефіцієнти зв'язку між резонаторами в СПФ	51
2.1 Вступ	51
2.2 Загальні закономірності	52
2.3 Лінійна форма представлення змішаних коефіцієнтів зв'язку.....	55
2.4 Синтез смугових фільтрів зі змішаними коефіцієнтами зв'язку між суміжними резонаторами	58
2.5 Послідовність синтезу.....	60
2.6 Приклад синтезу СПФ.....	61
2.7 Висновки.....	64
Розділ 3. Методи розширення смуги загородження гребінчастих та решітчастих фільтрів із зосереджено-розподіленими параметрами	65
3.1 Вступ	65

3.2	Метод збільшення смуги загородження у гребінчастих фільтрах	66
3.3	Метод збільшення смуги загородження у решітчастих фільтрах	74
3.4	Методика проектування СПФ із зосереджено-розподіленими змішаними зв'язками між суміжними резонаторами	80
3.5	Висновки.....	83
Розділ 4. Розширення функціональних можливостей багатомодових резонаторів та фільтрів на їх основі.....		85
4.1	Вступ	85
4.2	Двомодові резонатори з розімкненими кінцями	87
4.3	Двомодові резонатори з короткозамкненими відрізками лінії передачі	99
4.4	Мікросмушкові двомодові фільтри з SILS.....	108
4.5	Висновки.....	113
Висновки		115
Список використаних джерел		117
Розділ 5. Додатки.....		129
Додаток 1		129
Додаток 2.....		129
Додаток 3.....		130

Перелік скорочень

СПФ	смуго-пропускний фільтр
SILS	Stepped-Impedance transmission Line Segment (лінія передачі на ступінчастих резонаторах)
BW	bandwidth (смуга пропускання)
FBW	fractional bandwidth (відносна смуга пропускання)
$\lambda/4$	чвертьхвильовий резонатор
$\lambda/2$	півхвильовий резонатор
НП	нуль передачі

Вступ

Актуальність теми

Системи бездротового зв'язку охопили багато сфер людської діяльності. Ці системи виконують повний цикл обробки сигналів, починаючи від генерування, модуляції, та передавання аналогових і цифрових сигналів передавачем, і завершуючи прийманням цих сигналів приймачем, їх підсиленням, детектуванням і виділенням на фоні різноманітних шумів і завад. При цьому етап виділення сигналів із отриманої суміші виконується або за допомогою фільтрації (оптимальна фільтрація, квазіоптимальна фільтрація), або проводячи класифікацію сигналів за допомогою різних методів [1]. Прикладами таких методів є нормалізація за рівнем [2], нормальне дискретне ортогональне перетворення [3]. При такому типі обробки сигналу також виникає задача його масштабування [4]. Але в будь-якому випадку, для виділення сигналу для його подальшої обробки, необхідно пропустити отриману суміш через фільтруючий елемент, який виділить із загального спектру саме той діапазон, який відповідає прийнятому корисному сигналу. При цьому на виході фільтруючого елементу досягається збільшення відношення сигнал/шум, що зменшує технічні вимоги до всіх наступних етапів обробки і виділення сигналу.

Одним із ключових елементів такого фільтруючого елементу є смуго-пропускні фільтри (СПФ). Як правило, це сукупність резонаторів із відрізків ліній передачі, пов'язаних між собою електромагнітним зв'язком в залежності від призначення. СПФ повинні працювати в різних діапазонах частот та мати різноманітні частотні характеристики. Крутизна АЧХ в нижній та верхній частотних областях, як правило різна. Іноді важливіше сильніше подавити спектральні складові, які розташовані нижче смуги пропускання, а іноді навпаки. Нерідко виникають однакові вимоги по усуненню паразитного спектру з обох сторін смуги пропускання. Досить часто виникають інші потреби, наприклад, висока вибірковість, постійний час затримки сигналів у смузі пропускання та ін. Для задово-

лення цих вимог необхідно розвивати різноманітні засоби, які побудовані на особливостях електромагнітної взаємодії резонаторів та математичних методах, що їх описують. Зупинимося на тих з них, які отримують розвиток в цій роботі.

На сьогоднішній день серед найбільш актуальних напрямків та шляхів покращення характеристик СПФ вбачаються такі:

1. використання загальної матриці зв'язку для опису та оптимізації СПФ з резонаторами прохідного типу, що надасть можливість зробити їх частотні відгуки різноманітними;
2. потребують подальшого дослідження використання змішаних коефіцієнтів зв'язку між резонаторами, що містять магнітну K_m та електричну K_e компоненти, які вносять у частотні характеристики фільтрів додаткові нулі передачі, що забезпечує їм суттєві переваги, і робить їх більш різноманітними;
3. включення до складу резонаторів зосереджених елементів (ємності та індуктивності), що характеризуються малими габаритами і досить високою добротністю, призводить до СПФ із зосереджено-розподіленими параметрами, відкриває нові можливості для СПФ, та необхідність розвитку методів побудови СПФ із зосереджено-розподіленим змішаним зв'язком;
4. використання неоднорідних ліній передачі у двомодових резонаторах з метою розширення функціональних можливостей зазначених резонаторів та СПФ на їх основі.

Загалом, актуальність роботи обумовлена широким попитом на різноманітні СПФ для систем бездротового зв'язку, і можливістю задовольнити цей попит за рахунок покращення їх характеристик.

[Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами](#)

Робота виконувалася на кафедрі радіоінженерії і кафедрі телекомунікацій Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» під час проведення науково-дослідної роботи № 2213-ф (номер держреєстрації 0119U100622) «Створення теорії та схемотехнічних рішень немінімально-фазових планарних фільтрів зі змішаними зв'язками для засобів телекомунікацій» в Науково-дослідному інституті телекомунікацій, та при виконанні вимірювань і досліджень, проведених на радіотехнічному факультеті згідно плану наукових досліджень.

Мета і задачі дослідження

Метою дисертаційної роботи є спрощення процесу розробки мікросмужкових смуго-пропускних фільтрів, побудованих із відрізків ліній передачі, а також покращення їх селективності і розширення смуги загородження за рахунок вдосконалення існуючих, та розробки нових методів та схемотехнічних рішень.

Досягнення поставленої мети передбачає вирішення наступних задач:

1. Адаптація матриці зв'язків для опису та оптимізації СПФ з резонаторами прохідного типу.

2. Дослідження змішаних коефіцієнтів зв'язку між планарними резонаторами для забезпечення різноманітних частотних характеристик СПФ та покращення селективності.

3. Дослідження фільтрів із широкою смугою загородження та підвищеною односторонньою вибірковістю на основі зосереджено-розподілених змішаних зв'язків.

4. Дослідження багатомодових резонаторів з неоднорідними відрізками ліній передачі та фільтрів на їх основі.

Об'єкт дослідження — процес фільтрації сигналів, що відбувається в мікросмужкових малогабаритних СПФ, що містять резонатори планарної конструкції і зосереджені елементи, і які можуть мати багатомодові режими коливань.

Предмет дослідження — методи, що використовуються для розробки мікросмужкових смуго-пропускних фільтрів, а також для покращення їх селективності і розширення смуги загородження.

Методи дослідження

Для вирішення поставлених задач використано такі методи дослідження:

- Теорія радіотехнічних кіл
- Моделювання на основі матриці зв'язків, включаючи оптимізацію
- ЕМ моделювання
- Експериментальне дослідження

Наукова новизна отриманих результатів

1. Вдосконалено метод розрахунку мікросмужкових смуго-пропускних фільтрів на основі матриці зв'язків шляхом встановлення закономірності зміни знаків коефіцієнтів зв'язку, що дозволяє використовувати змінену матрицю зв'язку для обчислення частотних характеристик СПФ без будь-яких обмежень.
2. Вперше запропоновано метод аналітичного синтезу СПФ зі змішаними зв'язками між суміжними резонаторами, заснований на використанні інверторів провідностей, що дозволяє спростити конструкцію фільтрів із заданим рівнем селективності.
3. Вперше запропоновано метод розширення смуги загородження в мікросмужкових фільтрах, побудованих на чвертьхвильових та напівхвильових резонаторах, який базується на аналізі траєкторій зміщення антирезонансних частот вказаних резонаторів, який дозволяє досягти придушення окремих паразитних смуг пропускання без використання додаткових фільтруючих елементів.
4. Запропоновано новий метод синтезу двомодових фільтрів зі ступінчастими резонаторами, який дозволяє отримати додаткові можливості вказаних резонаторів, а також побудувати двосмугові фільтри зі змінними параметрами.

Практичне значення отриманих результатів

1. Знято обмеження на використання матриці зв'язків в існуючій процедурі оптимізації СПФ. Це дає можливість аналізувати та отримувати нові схемотехнічні рішення при побудові фільтрів.
2. Запропонована методика розрахунку фільтрів зі змішаними зв'язками між суміжними резонаторами дозволяє реалізовувати у фільтрах полюси згасання без використання перехресних зв'язків.
3. Запропонована методика синтезу фільтру з зосереджено-розподіленими змішаними зв'язками між суміжними резонаторами із широкою смугою загородження, яка перевірена експериментально на фільтрі з полозою загородження до 7,5 ГГц та підвищеною односторонньою вибірковістю. Такий фільтр може бути використаний у дуплексах.
4. Покращено параметри двомодових резонаторів шляхом заміни однорідної лінії передачі на ступінчасту. Результати перевірено на двох дослідних зразках двомодових мікросмужкових фільтрів із покращеними характеристиками, які можуть знайти практичне застосування.

Запропоновані у роботі схемотехнічні рішення з їх теоретичним та експериментальним дослідженням розширюють елементну базу частотно-вибіркових пристроїв, необхідну для створення апаратури бездротового зв'язку.

Результати дисертаційної роботи впроваджено у КПІ ім. Ігоря Сікорського під час досліджень у межах НДП № 2213-ф «Створення теорії та схемотехнічних рішень немінімально-фазових планарних фільтрів зі змішаними зв'язками для засобів телекомунікацій». Результати роботи можуть бути використані як при розробці нових фільтрів різного застосування, так і в навчальному процесі під час підготовки фахівців радіотехнічного профілю за спеціальністю 172 Електронні комунікації та радіотехніка.

Особистий внесок здобувача

1. Розв'язано задачу модифікації матриці $[m]$ для СПФ з одним або декількома резонаторами прохідного типу, яка полягає у певних правилах зміни знаків елементів цієї матриці.
2. Розв'язано задачу побудови СПФ зі змішаними зв'язками між суміжними резонаторами, засновану на використанні інверторів провідностей. Проведено комп'ютерне моделювання, яке підтвердило достовірність основних положень.
3. Запропоновано методи розширення смуги загородження гребінчастих і решітчастих фільтрів, що ґрунтуються на траєкторіях зміщення антирезонансних частот чвертьхвильових та напівхвильових резонаторів. Отримано схемотехнічні рішення гребінчастого та решітчастого фільтрів із розширеною смугою загородження та запропоновано послідовність синтезу СПФ із зосереджено-розподіленими змішаними зв'язками між суміжними резонаторами.
4. Отримано кількісні оцінки покращення показників двомодових резонаторів планарної конструкції. Розроблено та експериментально досліджено два мікросмушкових двомодових СПФ, один з яких є двосмуговим фільтром з можливістю регулювання взаємного розташування двох смуг пропускання та їх ширини.

Апробація результатів дисертації

Основні результати дисертації доповідалися та обговорювалися на наступних наукових та науково-технічних міжнародних конференціях і симпозиумах:

- 2019 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo, 2019, Одеса).
- 2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW, 2020, Харків).
- 2021 IEEE 26th International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED, 2021, Тбілісі, Грузія).

- 2021 IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON, 2021, Львів).
- 2021 IEEE International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo, 2021, Одеса).
- 2022 IEEE 16th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET, 2022, Львів–Славське).

Публікації

За результатами досліджень опубліковано 16 статей, які проіндексовані в міжнародних наукометричних базах SCOPUS та Web of Science (із них 7 статей опубліковано в журналах першого квартилю Q1), і 3 патенти України на корисну модель.

Структура та обсяг дисертації

Дисертація складається з анотації, вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел, який містить 103 посилань, та трьох додатків. Загальний обсяг дисертації становить 131 сторінку.

Розділ 1. Узагальнена матриця зв'язків у теорії смугових фільтрів

1.1 Вступ

Мікрохвильові смуго-пропускні фільтри (СПФ) широко використовуються в сучасних радіотехнічних системах різного призначення та системах зв'язку [5], [6], [7], [8]. Для опису СПФ широко використовується матриця зв'язків $[m]$ [7], [8], вперше розглянута в [9]. Математичний апарат, який використовує цю матрицю, згодом розвинений у [10], [11], [12]. Матриця $[m]$ є квадратною матрицею розміром $N \times N$, де N — число резонаторів СПФ. Її елементи прості числа, які можуть бути додатними, від'ємними, рівними нулю. Матриця $[m]$ отримана з матриці опорів $[Z]$ або матриці провідностей $[Y]$ електричного ланцюга із зосередженими елементами. Матриці $[Z]$ та $[Y]$ виражають закони Кірхгофа для електричних кіл. Враховуючи природу матриці $[m]$, її можна використовувати без обмежень у СПФ з резонаторами відбивного типу, включеними в схему фільтра як двополюсники. Саме такі резонатори використані при розгляді СПФ та матриці зв'язку в [9], [10], [11], [12]. Зауважимо, що зв'язки між резонаторами мають бути звичайними, тобто електричними або магнітними.

Незважаючи на широкі можливості матриці $[m]$ в описі СПФ, їй притаманні певні обмеження. Так, використання в СПФ змішаних зв'язків між резонаторами [13], [14], що включають одночасно магнітну та електричну взаємодію, обмежує застосування матриці $[m]$. Матриця зв'язку не застосовна також і в СПФ, деякі з резонаторів яких є резонаторами прохідного типу і включені в схему фільтрів як чотириполюсники. Справа в тому, що введення в електричні кола прохідних резонаторів, що здійснюють трансформацію опорів, не дозволяє описати їх за допомогою $[Z]$ або $[Y]$ матриці. Тому описати такі ланцюги (фільтри) за допомогою матриці $[m]$ також важко. Для цього використовуються спеціальні прийоми [15], [16], [17]. Оскільки апарат матриці зв'язків дуже корисний і ефективний, доцільно адаптувати його до СПФ, що містять резонатори прохідного типу.

У цьому розділі вирішується задача розширення можливостей матриці $[m]$ за рахунок внесення певних змін, що дозволяють використовувати її в СПФ з резонаторами обох типів — відбивного та прохідного.

1.2 Матриця зв'язків

Смуго-пропускний фільтр з числом резонаторів N характеризується коефіцієнтами зв'язку K_{ij} ($i, j = 1, 2, \dots, N$), зовнішньою добротністю крайніх резонаторів Q_{e1}, Q_{eN} , центральною частотою смуги пропускання f_0 , шириною смуги пропускання BW (bandwidth), відносною шириною смуги пропускання (fractional bandwidth) $FBW = BW/f_0$. Для опису фільтра використовуються нормовані коефіцієнти зв'язку та зовнішні добротності

$$m_{ij} = K_{ij}/FBW, \quad q_{e1} = Q_{e1}FBW, \quad q_{eN} = Q_{eN}FBW, \quad (1.1)$$

а також комплексна частота

$$s = \sigma + j\Omega,$$

где Ω — нормована частотна змінна

$$\Omega = \frac{1}{FBW} \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right), \quad (1.2)$$

Значення $\Omega = 1$ (1.2) відповідає частоті правого краю смуги пропускання, а значення $\Omega = -1$ відповідає частоті лівого краю смуги пропускання.

Вирази для S-параметрів N -резонаторного СПФ можуть бути представлені в матричній формі [12]

$$S_{21} = \frac{2}{\sqrt{q_{e1} q_{eN}}} [A]_{N1}^{-1}, \quad (1.3)$$

$$S_{11} = 1 - \frac{2}{q_{e1}} [A]_{11}^{-1}. \quad (1.4)$$

У вирази (1.3), (1.4) входить квадратна матриця $N \times N$

$$[A] = [q] + s [U] - j [m], \quad (1.5)$$

де $[q]$ є матрицею $N \times N$ з усіма елементами, рівними нулю, за винятком $q_{11} = 1/q_{e1}$ і $q_{NN} = 1/q_{eN}$, а $[U]$ є одиничною матрицею $N \times N$.

Матриця $[m]$, яка входить у вираз (1.5) отримала назву матриця зв'язків, або *general coupling matrix*

$$[m] = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & \cdots & m_{1N} \\ m_{21} & m_{22} & \cdots & m_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ m_{N1} & m_{N2} & \cdots & m_{NN} \end{bmatrix}. \quad (1.6)$$

Матриця зв'язків (1.6) симетрична відносно головної діагоналі, $m_{ij} = m_{ji}$. Додатні значення m_{ij} відповідають магнітним (індуктивним) зв'язкам, а від'ємні значення m_{ij} відповідають електричним (ємнісним) зв'язкам.

Елементи головної діагоналі матриці (1.6) є провідністю резонаторів B_i [12] на центральній частоті f_0 смуги пропускання: $m_{ii} = B_i(f_0)$. Оскільки $B_i(f_0) = b_i \Omega_{0i}$, де b_i — параметр крутості резонатора [12], а Ω_{0i} — розстройка резонатора, що визначається (1.2), то елементи головної діагоналі m_{ii} виражаються у вигляді

$$m_{ii} = -b_i \Omega_{0i}. \quad (1.7)$$

Якщо всі резонатори фільтра однакові $b_i = b$, то рівність (1.7) спрощується

$$m_{ii} = -b \Omega_{0i}.$$

В цьому випадку елементи головної діагоналі матриці (1.6) лінійно залежать тільки величини розстройки резонаторів $m_{ii} = m_{ii}(\Omega_{0i})$.

Якщо резонансні частоти f_{0i} всіх резонаторів збігаються між собою і з центральною частотою смуги пропускання $f_{01} = f_{02} = \dots = f_{0N} = f_0$, то всі діагональні елементи (1.7) дорівнюють нулю: $m_{ii} = 0$. Це є умовою синхронної настройки фільтра.

1.3 Випадки непридатності матриці зв'язків

Елементи головної діагоналі матриці зв'язку використовуються для підстроювання частотних відгуків фільтрів. Інші елементи матриці зв'язку m_{ij} ($i \neq j$) мають домінуючий вплив на частотні відгуки. Умова синхронної настройки $m_{ii} = 0$ є ідеалізованою, але вона надає розгляду спільності. Ця умова може бути здій-

снена при використанні інверторів як елементів зв'язку фільтра, оскільки інвертори не зміщують резонансні частоти резонаторів. Ми використаємо цю особливість для подальшого розгляду.

1.3.1 Трисекційний (триплет) СПФ з одним прохідним резонатором

Розглянемо симетричний ($K_{12} = K_{23}$) трисекційний СПФ (триплет), показаний на Рис. 1.1а. Його крайні резонатори чвертьхвильові, а центральний — півхвильовий резонатор, який є резонатором прохідного типу і включений у схему фільтра як 4-полюсник.

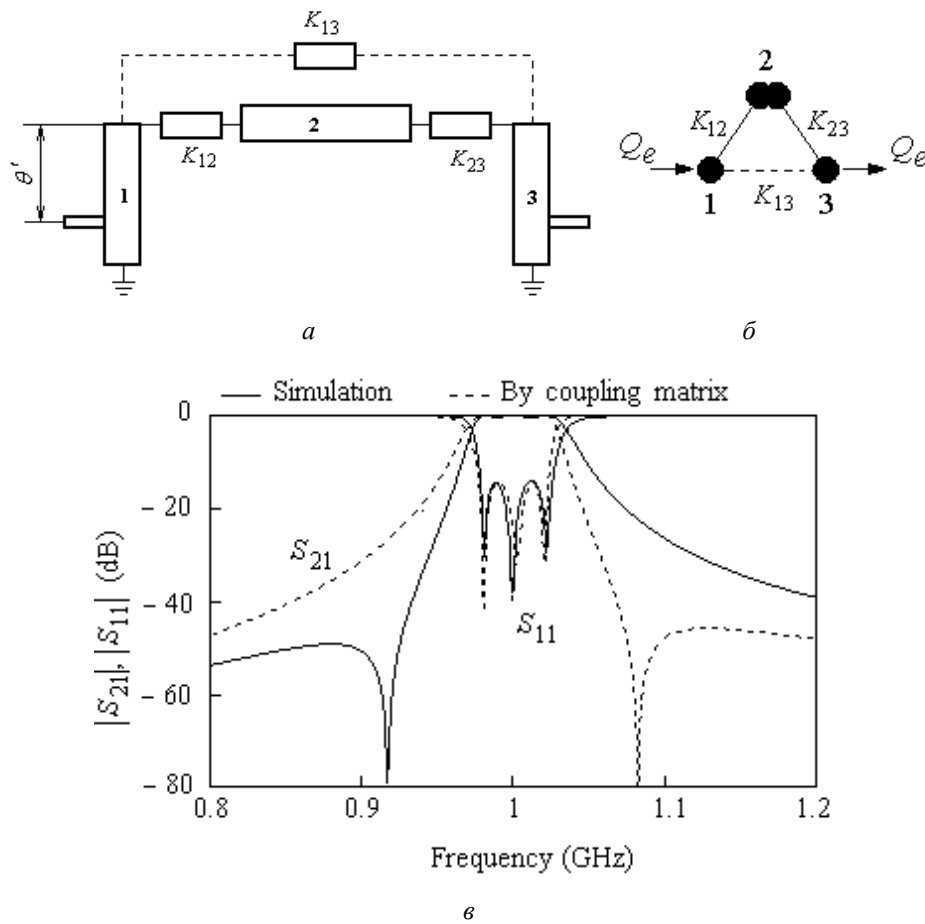


Рис. 1.1 Трисекційний СПФ із прохідним резонатором. Схема (а), структура зв'язків (б) і АЧХ (в) для випадку $K_{12} = K_{23} = 0,04$, $K_{13} = 0,01$.

Крім явища резонансу, прохідний резонатор здійснює трансформацію опорів [18]. Як інвертор використовується чвертьхвильовий розімкнений відрізок лінії передачі з характеристичним опором Z_{12} . Нескладно показати, що значення

$$Z_{12} = 1/K \sqrt{b_1 b_2} \quad (1.8)$$

забезпечує коефіцієнт зв'язку K між двома резонаторами. У виразі (1.8) b_1 і b_2 — параметри крутості провідності резонаторів. При цьому $b_1 = \pi/4Z_0$ для $\lambda/4$ резонатора, і $b_2 = \pi/2Z_0$ для $\lambda/2$ резонатора [18]. Зовнішня добротність крайніх резонаторів розраховується за формулою

$$Q_e = R_L b = R_L \pi / 4Z_0 \cos^2 \theta', \quad (1.9)$$

де θ' — координата кондуктивного з'єднання вхідного та вихідного навантажень, $R_L = 50$ Ом.

Структура зв'язків фільтра, що розглядається, показана на Рис. 1.1б, де подвійним кружком позначено резонатор прохідного типу. На Рис. 1.1в суцільними лініями побудовано частотні характеристики фільтра, що розглядається, нуль передачі фільтра f_z розташований зліва від f_0 ($f_z < f_0$). При побудові використано лінійне моделювання комп'ютерною програмою Microwave Office (AWR). Для частотних характеристик (Рис. 1.1в) передбачається, що резонатори чвертьхвильові та півхвильові на частоті $f_0 = 1$ ГГц і значення Z_0 для $\lambda/4$ та $\lambda/2$ резонаторів дорівнює 10 та 20 Ом відповідно, $K_{12} = K_{23} = 0,04$ ($Z_{12} = Z_{23} = 318,31$ Ом), $K_{13} = 0,01$ ($Z_{13} = 1273,24$ Ом), $Q_{e1} = Q_{e3} = 24,7$ ($\theta' = 66,5^\circ$).

Ширина смуги пропускання аналізованого фільтра $BW = 47,4$ МГц ($FBW = 0,0474$). В результаті нормування за формулами (1.1) отримуємо $m_{12} = m_{23} = 0,844$, $m_{13} = 0,211$, $q_e = 1,171$, і записуємо матрицю зв'язків

$$[m] = \begin{bmatrix} 0 & m_{12} & m_{13} \\ m_{12} & 0 & m_{23} \\ m_{13} & m_{23} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0,844 & 0,211 \\ 0,844 & 0 & 0,844 \\ 0,211 & 0,844 & 0 \end{bmatrix}, \quad q_e = 1,171. \quad (1.10)$$

Використовуючи комп'ютерну програму CST Filter Designer 3D, здійснюємо побудову частотних відгуків фільтра за матрицею зв'язку (1.10). Ці відгуки наведено на Рис. 1.1в штриховими лініями. У цьому випадку частота нуля передачі фільтра f_z розташована праворуч від f_0 ($f_z > f_0$). На правосторонній нуль передачі вказує і формула Р.М. Kurzrok для триплетів СПФ [19]:

$$\Omega_z = m_{12}^2 / m_{13} \quad f_z - f_0 = (f_0 / 2) K_{12}^2 / K_{13}. \quad (1.11)$$

При додатному перехресному зв'язку K_{13} різниця частот ($f_z - f_0$), згідно (1.11), додатна. У цьому випадку $K_{12} = 0,04$, $K_{13} = 0,01$, і підстановка цих значень у (1.11) дає $f_z - f_0 = 80$ МГц, що відображено на Рис. 1.1в штриховою лінією.

Внесення в триплет СПФ прохідного резонатора призвело до відмінності кривих для характеристики передачі $|S_{21}|$ (Рис. 1.1в), побудованих різним чином.

Для з'ясування істини розроблено експериментальний зразок мікросмушкового триплету СПФ з прохідним резонатором та виміряно його частотні характеристики за допомогою векторного аналізатора кіл (Anritsu MS46112A, 1 МГц ... 20 ГГц) в лабораторії радіотехнічного факультету (Рис. 1.2). Фільтр виготовлений на підкладці з ТММ-10і (Rogers), $\epsilon_r = 9,8$, $\text{tg}\delta = 0,002$, $h = 1,905$ мм. Коротке замикання на кінцях чвертьхвильових резонаторів забезпечується металізованими отворами. Резонатором прохідного типу є П-подібний (шпильковий) резонатор. Перехресний зв'язок реалізується за рахунок паразитного магнітного зв'язку між резонаторами 1 та 3.

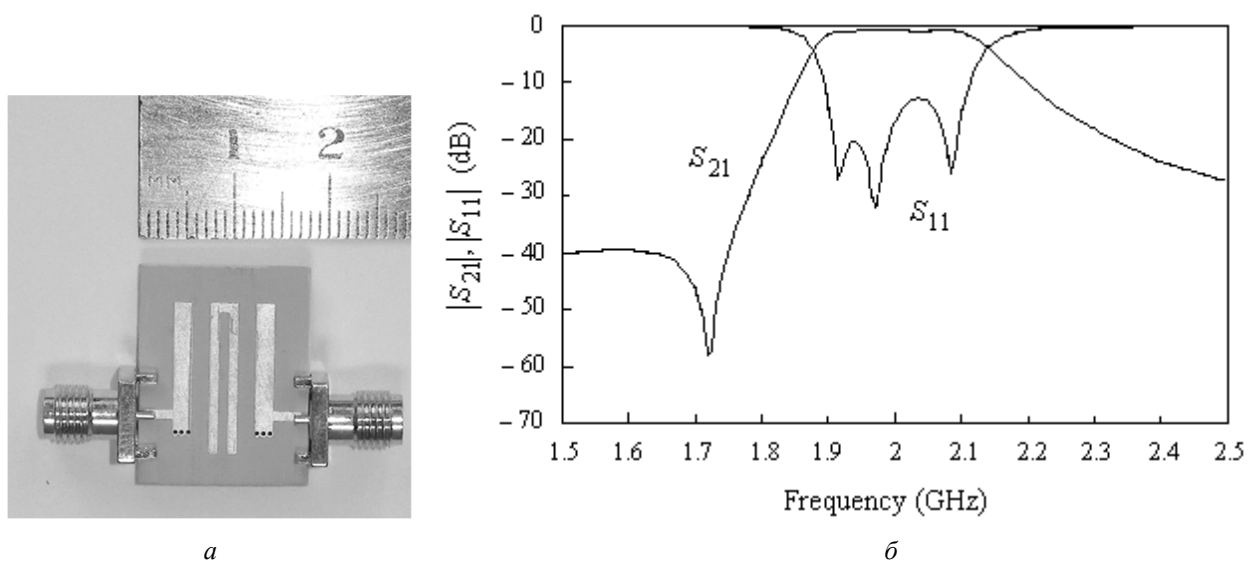


Рис. 1.2 Виготовлений мікросмушковий трисекційний СПФ із прохідним резонатором. Фотографія (а) та виміряні частотні характеристики (б).

У цьому вигляді геометричні параметри фільтра не відіграють суттєвої ролі, тому ми їх не розглядаємо. Фільтр характеризується основними коефіцієнтами зв'язку $K_{12} = K_{23} = 0,084$, перехресним зв'язком $K_{13} = 0,0252$, зовнішньою добротністю $Q_e = 12,28$, значенням $f_0 = 2000$ МГц, $\text{FBW} = 0,1$.

Використовуючи нормування (1.1), визначимо елементи матриці зв'язку фільтра: $m_{12} = m_{23} = 0,840$, $m_{13} = 0,252$ і параметр $q_e = 1,228$. Тоді матриця зв'язку цього фільтра при синхронній настройці матиме вигляд:

$$[m] = \begin{bmatrix} 0 & 0,840 & 0,252 \\ 0,840 & 0 & 0,840 \\ 0,252 & 0,840 & 0 \end{bmatrix}, \quad q_e = 1,228.$$

Ця матриця, як і вирази (1.11), визначають частоту нуля передачі f_z , розташовану праворуч від f_0 . Вимірювання показали протилежний результат — частота нуля передачі $f_z = 1718$ МГц розташовується зліва від f_0 (Рис. 1.2б). Таким чином, існуюча матриця зв'язку не дає достовірних результатів для триплета СПФ з прохідним резонатором.

1.3.2 Квадруплет СПФ з одним прохідним резонатором

На Рис. 1.3а показано квадруплет СПФ з одним прохідним резонатором та одним перехресним зв'язком K_{14} , а на Рис. 1.3б показана структура зв'язків цього фільтра.

Всі резонатори фільтра мають ті ж самі параметри, як і на Рис. 1.1а. Всі коефіцієнти зв'язку цього фільтра додатні $K_{12} = K_{34} = 0,04$ ($Z_{12} = Z_{23} = 318,31$ Ом), $K_{23} = 0,032$ ($Z_{23} = 397,89$ Ом), $K_{14} = 0,001$ ($Z_{14} = 1273,24$ Ом), зовнішня добротність крайніх резонаторів $Q_e = 24,7$ ($\theta' = 66,5^\circ$). На Рис. 1.3в за допомогою програми лінійного моделювання побудовані суцільними лініями частотні відгуки цього фільтра. Фільтр характеризується двома нулями передачі на частотах f_{z1} і f_{z2} ($|f_{z1,2} - f_0| = 112$ МГц) і значенням FBW = 0,0482.

Здійснюючи відповідне нормування за допомогою (1.1), запишемо матрицю зв'язків цього фільтра

$$[m] = \begin{bmatrix} 0 & m_{12} & m_{13} & m_{14} \\ m_{12} & 0 & m_{23} & m_{24} \\ m_{13} & m_{23} & 0 & m_{34} \\ m_{14} & m_{24} & m_{34} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0,830 & 0 & 0,021 \\ 0,830 & 0 & 0,664 & 0 \\ 0 & 0,664 & 0 & 0,830 \\ 0,021 & 0 & 0,830 & 0 \end{bmatrix},$$

$$q_e = 1,190. \quad (1.12)$$

Використовуючи комп'ютерну програму CST Filter Designer 3D, побудуємо частотні характеристики фільтра, що розглядається, за матрицею зв'язку (1.12). Ці залежності наведено на Рис. 1.3в штриховими лініями. Передавальна характеристика $|S_{21}|$ не має нулів передачі на дійсних частотах.

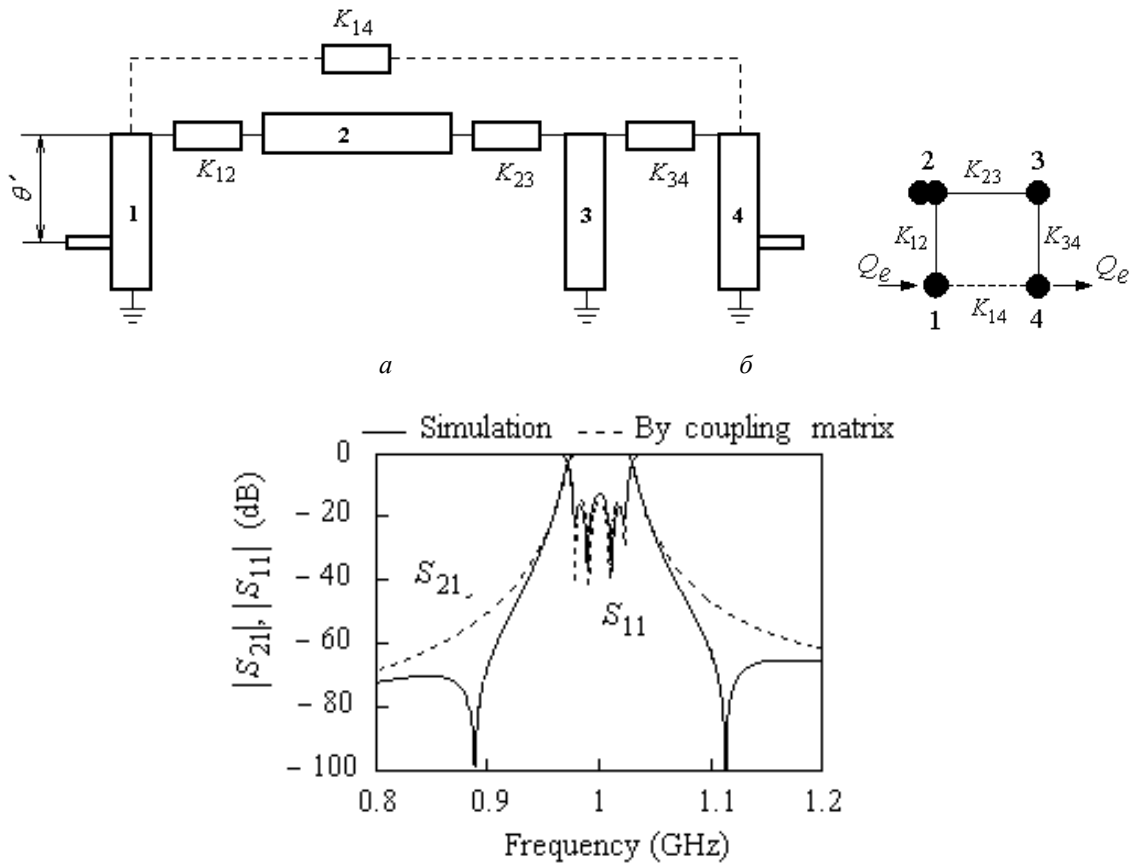


Рис. 1.3 Квадруплет СПФ із прохідним резонатором та одним перехресним зв'язком K_{14} . Схема (а), структура зв'язків (б), та частотні характеристики для випадку $K_{12} = K_{34} = 0,04$, $K_{23} = 0,032$, $K_{14} = 0,001$ (в).

Звернемося до іншої формули R.M. Kurzkrok [20]

$$s_{1,2}^2 = m_{12}^2 m_{23} / m_{14} - m_{23}^2, \quad (1.13)$$

яка визначає нулі передачі s_1 і s_2 квадруплета СПФ з одним перехресним зв'язком K_{14} . Вираз (1.13) свідчить про те, що при всіх додатних коефіцієнтах зв'язку нулі передачі цього фільтра не розташовані на дійсних частотах (вісь $j\Omega$), що відображено штриховою кривою на Рис. 1.3в. Дві характеристики передачі $|S_{21}|$ на Рис. 1.3в, а саме, промодельована і побудована за матрицею зв'язків (1.12), суттєво відрізняються одна від одної.

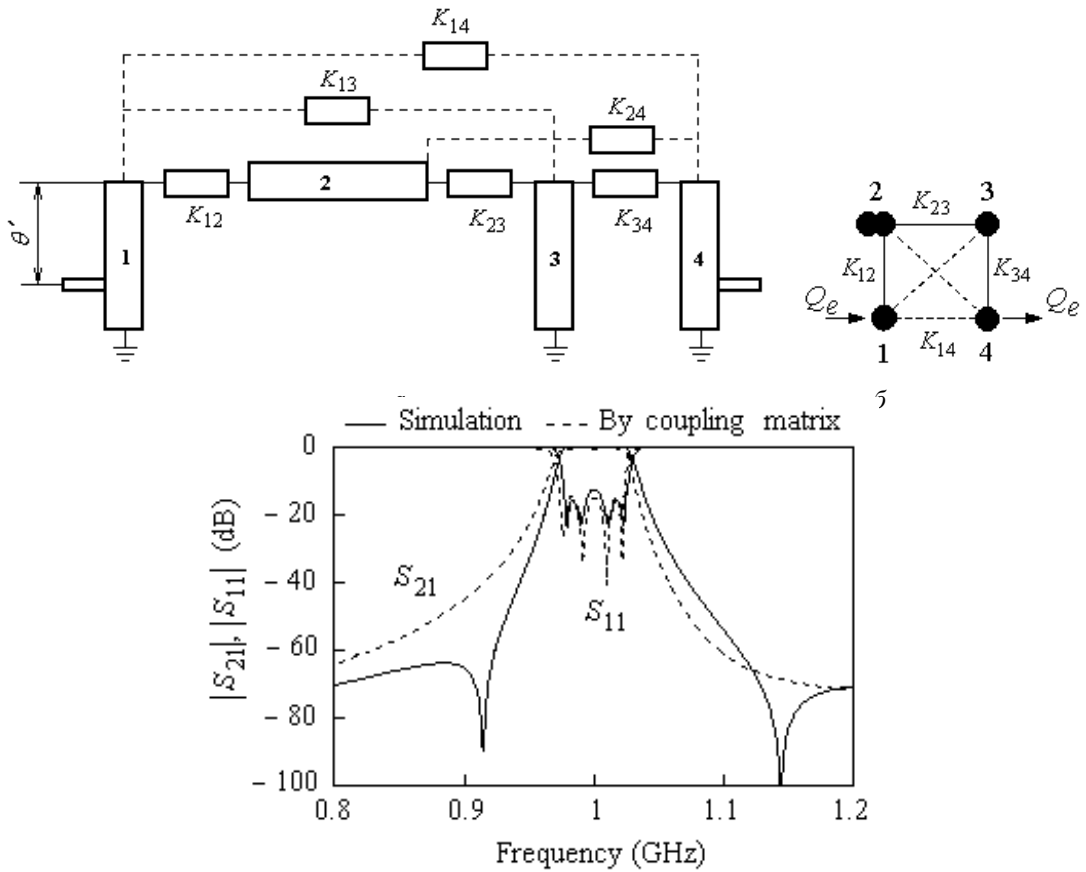


Рис. 1.4 СПФ четвертого порядку з прохідним резонатором та трьома перехресними зв'язками. Схема (а), структура зв'язків (б) та частотні характеристики (в) для випадку $K_{12} = K_{34} = 0,04$, $K_{23} = 0,032$, $K_{14} = 0,001$, $K_{13} = 0,006$, $K_{24} = 0,003$.

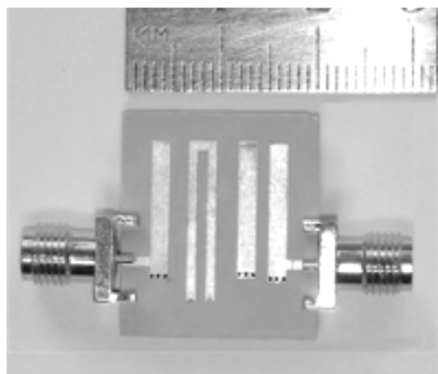
Якщо у фільтр (Рис. 1.3а) додати два різні перехресні зв'язки $K_{13} = 0,006$ ($Z_{13} = 2122,07$) і $K_{24} = 0,003$ ($Z_{24} = 4244,13$), то перейдемо до квадруплету СПФ з трьома додатними перехресними зв'язками (Рис. 1.4а). Його структура зв'язку показана на Рис. 1.4б. Матриця зв'язку цього фільтра записується як

$$[m] = \begin{bmatrix} 0 & m_{12} & m_{13} & m_{14} \\ m_{12} & 0 & m_{23} & m_{24} \\ m_{13} & m_{23} & 0 & m_{34} \\ m_{14} & m_{24} & m_{34} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0,830 & 0,124 & 0,021 \\ 0,830 & 0 & 0,664 & 0,062 \\ 0,124 & 0,664 & 0 & 0,830 \\ 0,021 & 0,062 & 0,830 & 0 \end{bmatrix},$$

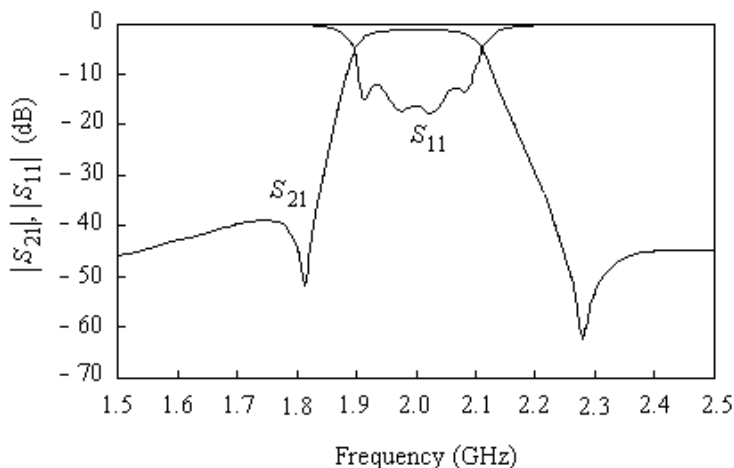
$$q_e = 1,190. \quad (1.14)$$

На Рис. 1.4в наведено частотні характеристики фільтра, побудовані двома вказаними раніше способами. Штрихові криві, побудовані на основі матриці зв'язків (1.14), істотно відрізняються від неперервних кривих, побудованих за допо-

могою програми лінійного моделювання. Зауважимо, що при рівності перехресних зв'язків $K_{13} = K_{24}$ частотний відгук $|S_{21}|$, зображений на Рис. 1.4в неперервною кривою, буде симетричним.



a



б

Рис. 1.5 Виготовлений мікросмушковий СПФ четвертого порядку з прохідним резонатором. Фотографія (*a*) та виміряні частотні характеристики (*б*).

На Рис. 1.5 наведено експериментальний зразок СПФ четвертого порядку з одним прохідним резонатором та його виміряні частотні характеристики за допомогою векторного аналізатора кіл (Anritsu MS46112A, 1 МГц ... 20 ГГц) в лабораторії радіотехнічного факультету. Цей фільтр використовує ту саму підкладку, що й фільтр на Рис. 1.2*a*. Фільтр характеризується основними коефіцієнтами зв'язку $K_{12} = K_{34} = 0,08$, $K_{23} = 0,061$, перехресними зв'язками $K_{13} = 0,03$, $K_{24} = 0,014$, $K_{14} = 0,011$, та значенням зовнішньої добротності крайніх резонаторів $Q_c = 12,5$. Незважаючи на те, що всі коефіцієнти зв'язку додатні, цей фільтр має два нулі передачі на дійсних частотах. Експериментальний результат показує, що і у випадку квадруплету СПФ з одним наскрізним резонатором, апарат матриці зв'язку не дає достовірних результатів.

1.3.3 СПФ п'ятого порядку з одним прохідним резонатором

Розглянемо СПФ п'ятого порядку з шістьма додатними перехресними зв'язками, в якому використано резонатор прохідного типу (Рис. 1.6*a*). Його структура зв'язків зображена на Рис. 1.6*б*. Цей фільтр є симетричним. Параметри резонаторів прийняті такими ж, як і в попередніх випадках. Основні коефіцієнти

зв'язку фільтра $K_{12} = K_{45} = 0,04$, $K_{23} = K_{34} = 0,032$; перехресні коефіцієнти зв'язку $K_{13} = K_{35} = 0,005$, $K_{14} = K_{25} = 0,002$, $K_{24} = 0,004$, $K_{15} = 0,001$; зовнішня добротність крайніх резонаторів $Q_e = 24,7$, $FBW = 0,0491$. В цьому випадку матриця зв'язку цього фільтра записується як

$$[m] = \begin{bmatrix} 0 & m_{12} & m_{13} & m_{14} & m_{15} \\ m_{12} & 0 & m_{23} & m_{24} & m_{25} \\ m_{13} & m_{23} & 0 & m_{34} & m_{35} \\ m_{14} & m_{24} & m_{34} & 0 & m_{45} \\ m_{15} & m_{25} & m_{35} & m_{45} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0,815 & 0,102 & 0,040 & 0,020 \\ 0,815 & 0 & 0,652 & 0,081 & 0,040 \\ 0,102 & 0,652 & 0 & 0,652 & 0,102 \\ 0,040 & 0,081 & 0,652 & 0 & 0,815 \\ 0,020 & 0,040 & 0,102 & 0,815 & 0 \end{bmatrix},$$

$$q_e = 1,213. \quad (1.15)$$

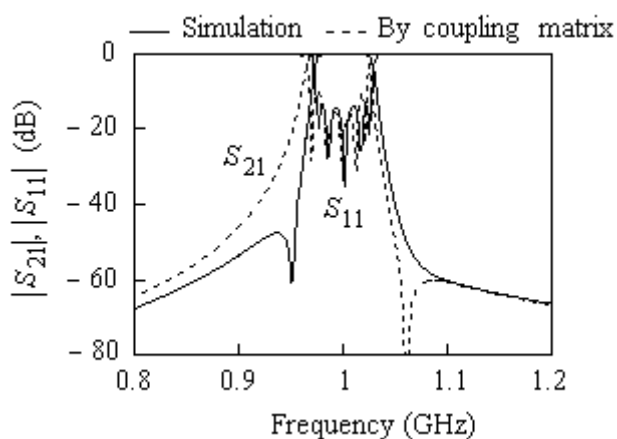
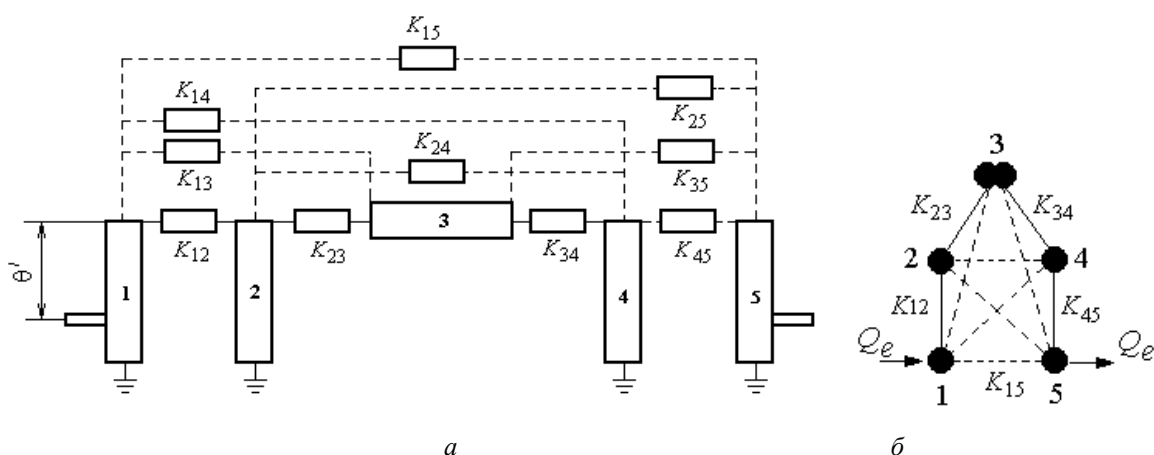


Рис. 1.6 СПФ п'ятого порядку з прохідним резонатором та шістьма перехресними зв'язками. Схема (а), структура зв'язків (б) та частотні характеристики (в) для випадку $K_{12} = K_{34} = 0,04$, $K_{23} = K_{34} = 0,032$, $K_{13} = K_{35} = 0,005$, $K_{14} = K_{25} = 0,002$, $K_{24} = 0,004$, $K_{15} = 0,001$.

На Рис. 1.6в наведено частотні характеристики фільтра, побудовані двома зазначеними раніше способами. Штрихові криві, побудовані на основі матриці

зв'язку (1.15), істотно відрізняються від неперервних кривих, побудованих за допомогою програми лінійного моделювання.

На Рис. 1.7а показано експериментальний мікросмушковий фільтр п'ятого порядку з одним прохідним резонатором. Його вимірні частотні характеристики за допомогою векторного аналізатора кіл (Anritsu MS46112A, 1 МГц ... 20 ГГц) в лабораторії радіотехнічного факультету (Рис. 1.7б) підтверджують наявність лівого нуля передачі. Основні коефіцієнти зв'язку виготовленого фільтра $K_{12} = K_{45} = 0,08$, $K_{23} = K_{34} = 0,065$; перехресні коефіцієнти зв'язку $K_{13} = K_{35} = 0,00145$, $K_{24} = 0,019$, $K_{14} = K_{25} = 0,016$, $K_{15} = 0,004$, зовнішня добротність крайніх резонаторів $Q_e = 12,5$, $FBW = 0,089$. Як видно, і у разі фільтра п'ятого порядку з одним прохідним резонатором обчислення за допомогою матриці зв'язків не дають достовірних результатів.

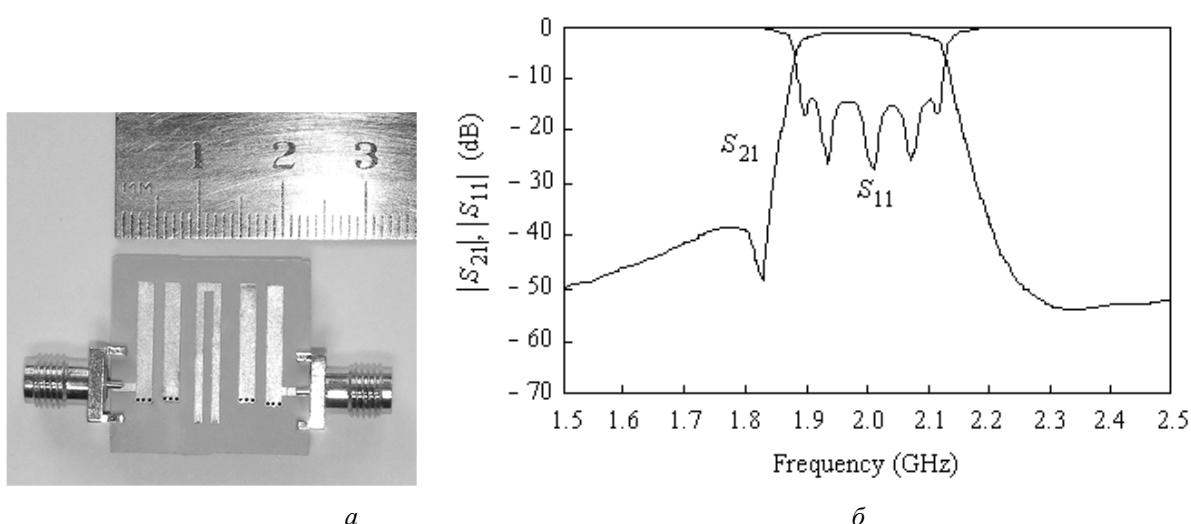


Рис. 1.7 Виготовлений мікросмушковий СПФ п'ятого порядку з одним прохідним резонатором. Фотографія (а) та вимірні частотні характеристики (б).

Розглянуті вище приклади показують, що використання в мікросмушкових СПФ резонатора прохідного типу робить їх частотні характеристики більш різноманітними і корисними для практичного застосування. Так, триплет із усіма додатними зв'язками (Рис. 1.2) має лівосторонній нуль передачі. Фільтри четвертого (Рис. 1.5) і п'ятого (Рис. 1.7) порядків при всіх додатних зв'язках мають частотні відгуки, близькі до симетричних. В той же час, наведені вище факти, що

включають експериментальні дані, свідчать, що існуючі правила формування матриці зв'язку формують таку $[m]$, яка недостовірно описує фізичні процеси в реальних СПФ з прохідним резонатором. Цей недолік бажано усунути, що дозволить використовувати матрицю зв'язків при розрахунках фільтрів з різними комбінаціями відбивних і прохідних резонаторів.

1.4 Особливості резонаторів прохідного типу

Причина відмінностей частотних відгуків СПФ, що мають місце, полягає в використанні резонатора прохідного типу (through-type resonator). Розглянемо цей резонатор детальніше. Резонанс напруги півхвильового резонатора спостерігається при електричних довжинах $\theta_n = (n + 1)\pi$, $n = 0, 1, 2, \dots$. В цьому випадку матриця передачі такого резонатора записується у вигляді

$$\begin{vmatrix} A & B \\ C & D \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos \theta_n & jZ_0 \sin \theta_n \\ jZ_0^{-1} \sin \theta_n & \cos \theta_n \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \pm 1 & 0 \\ 0 & \pm 1 \end{vmatrix}, \quad (1.16)$$

В матриці (1.16) $A = D = 1$ для n непарних, і $A = D = -1$ для n парних. Тобто в залежності від парності або непарності n прохідний резонатор по-різному здійснює трансформацію. Щоб визначити існуючі відмінності, використовуємо матрицю передачі інвертора провідності

$$\begin{vmatrix} A & B \\ C & D \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & \pm j / J \\ \pm j J & 0 \end{vmatrix}$$

де додатні значення J відповідають магнітному зв'язку, а від'ємні значення J відповідають електричному зв'язку. Каскадне з'єднання інвертора з додатним параметром провідності J та прохідного резонатора в режимі резонансу призводить до наступного результату

$$\begin{vmatrix} 0 & j / J \\ j J & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & j / J \\ j J & 0 \end{vmatrix}, \quad n \text{ — непарне}, \quad (1.17)$$

$$\begin{vmatrix} 0 & j / J \\ j J & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & -j / J \\ -j J & 0 \end{vmatrix}, \quad n \text{ — парне}, \quad (1.18)$$

При непарному n характер зв'язку не змінюється (1.17), оскільки вигляд матриці лишається незмінним після підключення прохідного резонатора. Навпаки, при парному n відбувається зміна знаку в матриці, тобто магнітний зв'язок сприймається як електричний (1.18), і навпаки. У цьому випадку напруги на кінцях прохідного резонатора мають протилежні фази.

1.5 Модифікація матриці зв'язків для смугових фільтрів з одним прохідним резонатором

Враховуючи встановлену особливість зміни знаку коефіцієнта зв'язку (1.18), спробуємо модифікувати матрицю $[m]$ таким чином, щоб вона достовірно відображала частотні характеристики СПФ з одним прохідним резонатором. Для цього проведемо аналіз СПФ з різним числом резонаторів.

1.5.1 Трисекційний СПФ з одним прохідним резонатором

В матриці зв'язків (1.10) треба змінити на протилежний один із основних коефіцієнтів зв'язку m_{12} або m_{23} . У цьому випадку штрихова крива для $|S_{21}|$ на Рис. 1.16 збігається з неперервною кривою. Показані на Рис. 1.8 триплети СПФ є еквівалентними, оскільки вони мають однакові частотні відгуки. Два фільтри в правій частині цих рисунків назвемо модифікованими, оскільки вони містять усі резонатори відбивного типу і їм відповідають модифіковані матриці зв'язку. Змінюючи в (1.10) знак m_{12} на протилежний, запишемо модифіковану матрицю зв'язку

$$[m] = \begin{bmatrix} 0 & -m_{12} & m_{13} \\ -m_{12} & 0 & m_{23} \\ m_{13} & m_{23} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -0,844 & 0,211 \\ -0,844 & 0 & 0,844 \\ 0,211 & 0,844 & 0 \end{bmatrix},$$

$$q_e = 1,171. \quad (1.19)$$

В модифікованій матриці зв'язків (1.19) можна змінити знак m_{23} , залишивши знак «+» у елемента m_{12} .

Таким чином, формулу R.M. Kurzrok (1.11) для триплета СПФ пропонується доповнити, надавши їй вигляду

$$\Omega_z = \pm m_{12}^2 / m_{13}, \quad f_z - f_0 = \pm (f_0 / 2) K_{12}^2 / K_{13}. \quad (1.20)$$

Знак “+” у (1.20) відповідає триплету СПФ з усіма резонаторами відбивного типу, знак “-” у (1.20) відповідає триплету СПФ із середнім прохідним резонатором. Підставляючи в (1.20) значення $K_{12} = 0,04$, $K_{13} = 0,01$, $f_0 = 1000$ МГц та використовуючи знак “-”, отримаємо $f_z - f_0 = -80$ МГц, як і відображено на Рис. 1.1в неперервною лінією.

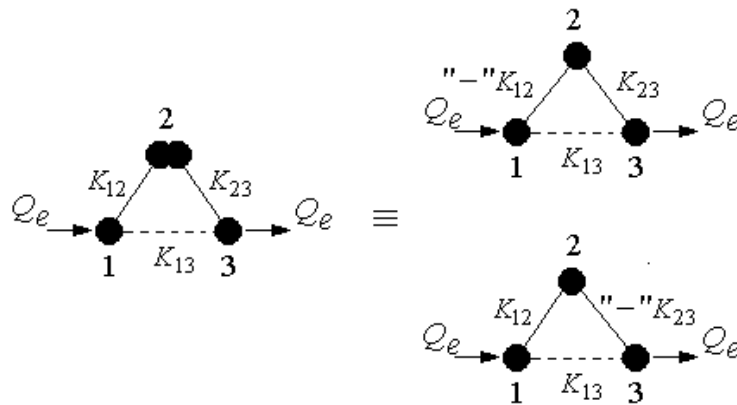


Рис. 1.8 Еквівалентні СПФ третього порядку із синхронною настройкою.

1.5.2 Квадруплет СПФ з одним прохідним резонатором

На Рис. 1.9 представлено промодельовані частотні характеристики двох квадруплетів СПФ з одним прохідним резонатором 2, які відрізняються один від одного перехресними зв'язками. На вставках показано структури зв'язків цих фільтрів. Параметри резонаторів такі самі, як на схемі фільтра, показаній на Рис. 1.4а. Основні коефіцієнти зв'язку цих фільтрів $K_{12} = K_{34} = 0,04$, $K_{23} = 0,032$ та перехресний зв'язок $K_{14} = 0,001$ збігаються. У фільтра на Рис. 1.9а $K_{13} = 0,005$, $K_{24} = 0$, а у фільтра на Рис. 1.9б $K_{13} = 0$, $K_{24} = 0,005$. Частотні характеристики $|S_{21}|$ обох фільтрів асиметричні.

Матриця зв'язку фільтра на Рис. 1.9а знаходиться з матриці (1.14) при значеннях $m_{13} = 0,104$, $m_{24} = 0$. Щоб отримати матрицю $[m]$ фільтра на Рис. 1.9б, треба в матриці (1.14) прийняти значення елементів $m_{24} = 0,104$, $m_{13} = 0$. В отриманих двох матрицях зв'язку змінюватимемо знаки основних коефіцієнтів зв'язку m_{12} і m_{23} , що призведе до зміни їх частотних відгуків. Частотні характеристики

на Рис. 1.9а та Рис. 1.9б будуть відтворені одночасно при зміні знаку коефіцієнта зв'язку m_{12} , розташованого зліва від прохідного резонатора.

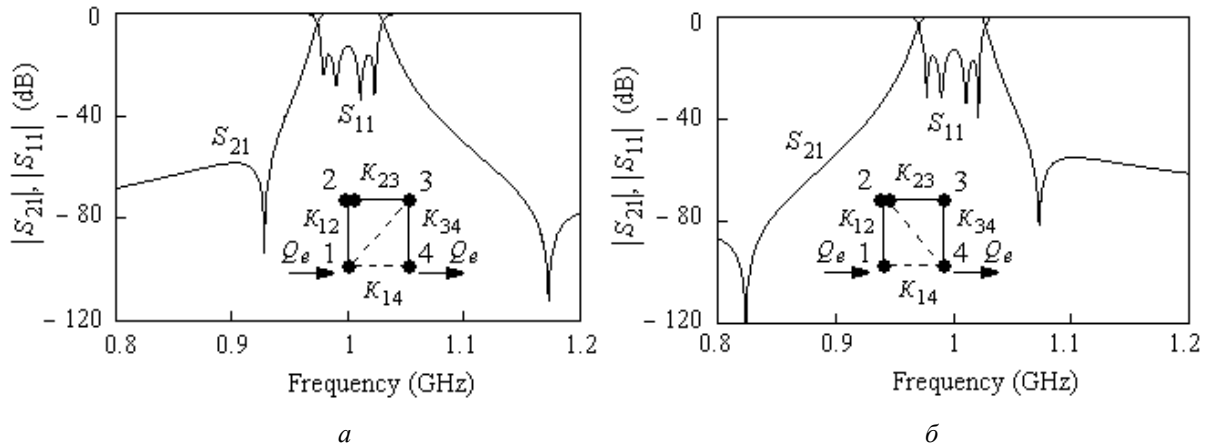


Рис. 1.9 Розрахункові частотні характеристики квадруплета СПФ з прохідним резонатором в положенні 2 та коефіцієнтами зв'язку $K_{12} = K_{34} = 0,04$, $K_{23} = 0,032$, $K_{14} = 0,001$ для випадку $K_{13} = 0,005$ (а) і $K_{24} = 0$ для випадку $K_{13} = 0$, $K_{24} = 0,005$ (б).

Якщо прохідний резонатор на Рис. 1.9 перемістити на позицію 3, то частотні відгуки на цих рисунках поміняються місцями. Вони будуть відтворені одночасно за допомогою матриці $[m]$ при зміні знаку коефіцієнта зв'язку m_{34} , розташованого праворуч від прохідного резонатора. В обох випадках зміна знаку коефіцієнта зв'язку m_{23} , розташованого посередині, не дає бажаного результату.

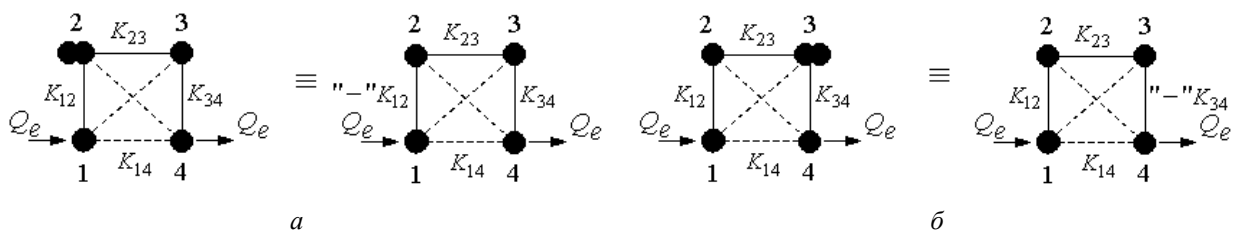


Рис. 1.10 Еквівалентні квадруплети СПФ із синхронною настройкою та резонатором прохідного типу в положенні 2 (а) та 3 (б).

Показані на Рис. 1.10 квадруплети СПФ є еквівалентними, оскільки вони мають однакові частотні відгуки. Фільтри у правій частині цих рисунків є модифікованими, оскільки вони містять усі резонатори відбивного типу і їм відповідають модифіковані матриці зв'язку. Змінюючи в (1.14) знак m_{12} на протилежний, запишемо модифіковану матрицю зв'язку

$$[m] = \begin{bmatrix} 0 & -m_{12} & m_{13} & m_{14} \\ -m_{12} & 0 & m_{23} & m_{24} \\ m_{13} & m_{23} & 0 & m_{34} \\ m_{14} & m_{24} & m_{34} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -0,830 & 0,124 & 0,021 \\ -0,830 & 0 & 0,664 & 0,062 \\ 0,124 & 0,664 & 0 & 0,830 \\ 0,021 & 0,062 & 0,830 & 0 \end{bmatrix},$$

$$q_e = 1,190. \quad (1.21)$$

Заміна знаку m_{12} в матриці (1.14) перетворює її на модифіковану матрицю (1.21), що трансформує штрихову криву $|S_{21}|$ на Рис. 1.4в в неперервну криву з двома нулями передачі на дійсних частотах.

Отже, Формулу R.M. Kurzrok (1.13) для квадруплета СПФ з одним перехресним зв'язком m_{14} необхідно змінити, надавши їй вигляду

$$s_{1,2}^2 = \pm m_{12}^2 m_{23} / m_{14} \mp m_{23}^2 \quad (1.22)$$

Верхні знаки в (1.22) відповідають фільтру з усіма резонаторами відбивного типу. Нижні знаки в (1.22) відповідають фільтру з одним резонатором прохідного типу. Вираз (1.22) показує, що при всіх додатних зв'язках і резонаторах відбивного типу $s_{1,2} = \sigma_{1,2}$ ($\sigma_2 = -\sigma_1$). Такий фільтр є фільтром затримки. У фільтра з резонатором прохідного типу та всіма додатними зв'язками два нулі передачі розташовані на дійсних частотах, симетрично щодо f_0

$$j\Omega_{1,2} = \pm \sqrt{-m_{12}^2 m_{23} / m_{14} + m_{23}^2},$$

$$|f_{z1,2} - f_0| = (f_0/2) \sqrt{K_{12}^2 K_{23} / K_{14} - K_{23}^2}. \quad (1.23)$$

Підставляючи в (1.23) значення $K_{12} = 0,04$, $K_{23} = 0,032$, $K_{14} = 0,001$, $f_0 = 1000$ МГц, отримаємо $|f_{z1,2} - f_0| = 112$ МГц, як відображено на Рис. 1.3в неперервною лінією.

1.5.3 СПФ п'ятого порядку з одним прохідним резонатором

На Рис. 1.11 представлено промодельовані частотні характеристики двох СПФ п'ятого порядку з прохідним резонатором 2, які відрізняються один від одного перехресними зв'язками. Параметри резонаторів при моделюванні прийняті такими, як на схемі фільтра, показаній на Рис. 1.6а. На вставках показано структури зв'язків цих фільтрів. Основні коефіцієнти зв'язку цих фільтрів $K_{12} = K_{34} =$

0,04, $K_{23} = K_{34} = 0,032$ та перехресний зв'язок $K_{15} = 0,0004$ збігаються. У фільтра на Рис. 1.11а маємо $K_{14} = 0,0035$, а у фільтра на Рис. 1.11б відповідно $K_{25} = 0,0035$.

Матриця зв'язку фільтра на Рис. 1.11а знаходиться з матриці (1.15) при нормованих перехресних зв'язках $m_{14} = 0,071$, $m_{15} = 0,008$. Інші перехресні зв'язки дорівнюють нулю. Щоб отримати матрицю $[m]$ фільтра на Рис. 1.11б, треба в матриці (1.15) використовувати значення елементів $m_{25} = 0,071$, $m_{15} = 0,008$. В отриманих двох матрицях зв'язку змінюватимемо знаки основних коефіцієнтів зв'язку m_{12} і m_{23} . Частотні відгуки на Рис. 1.11а та Рис. 1.11б будуть відтворені одночасно при зміні знаку коефіцієнта зв'язку m_{12} , розташованого зліва від прохідного резонатора.

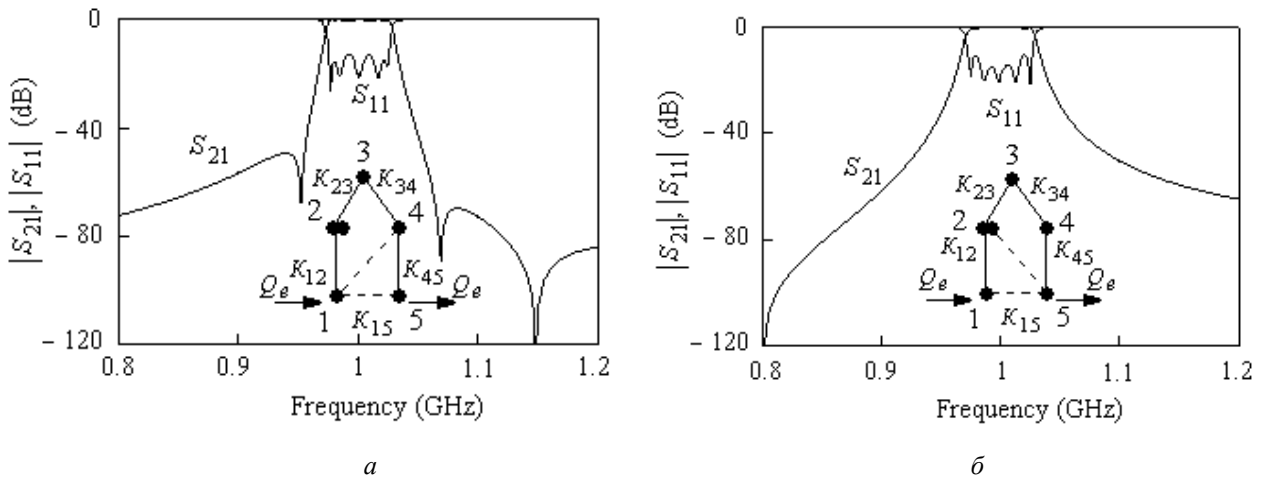


Рис. 1.11 Розрахункові частотні характеристики СПФ п'ятого порядку з прохідним резонатором в положенні 2 та коефіцієнтами зв'язку $K_{12} = K_{45} = 0,04$, $K_{23} = K_{34} = 0,032$, $K_{15} = 0,0004$ для випадку $K_{14} = 0,0035$ (а) і $K_{25} = 0,0035$ (б).

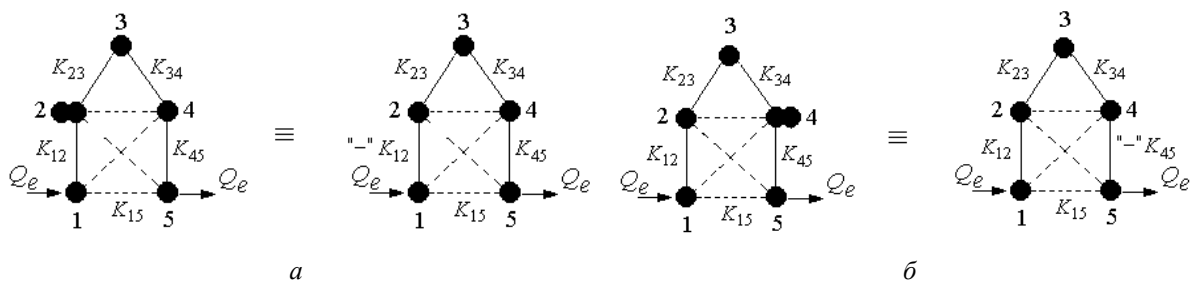


Рис. 1.12 Еквівалентні СПФ п'ятого порядку з синхронною настройкою та резонатором прохідного типу в положенні 2 (а) та 4 (б).

Якщо прохідний резонатор на Рис. 1.11 перемістити в позицію 4, то частотні відгуки на цих рисунках поміняються місцями. Вони будуть відтворені одно-

часно за допомогою матриці $[m]$ при зміні знаку коефіцієнта зв'язку m_{45} , розташованого праворуч від прохідного резонатора. Показані на Рис. 1.12 СПФ п'ятого порядку є еквівалентними, оскільки вони мають однакові частотні відгуки.

Особливим є випадок, коли прохідний резонатор розміщується посередині фільтра, займаючи позицію 3. Два таких фільтри з несиметричними перехресними зв'язками показані на вставках до Рис. 1.13а,б. Ці фільтри мають однакові частотні відгуки. Заміна прохідного резонатора на резонатор відбивного типу, та знаку одного з коефіцієнтів зв'язку K_{23} чи K_{34} , не призводить до бажаного результату. Якщо ж перехресні зв'язки фільтра розміщені симетрично, можна змінювати знак як у K_{23} , так і K_{34} .

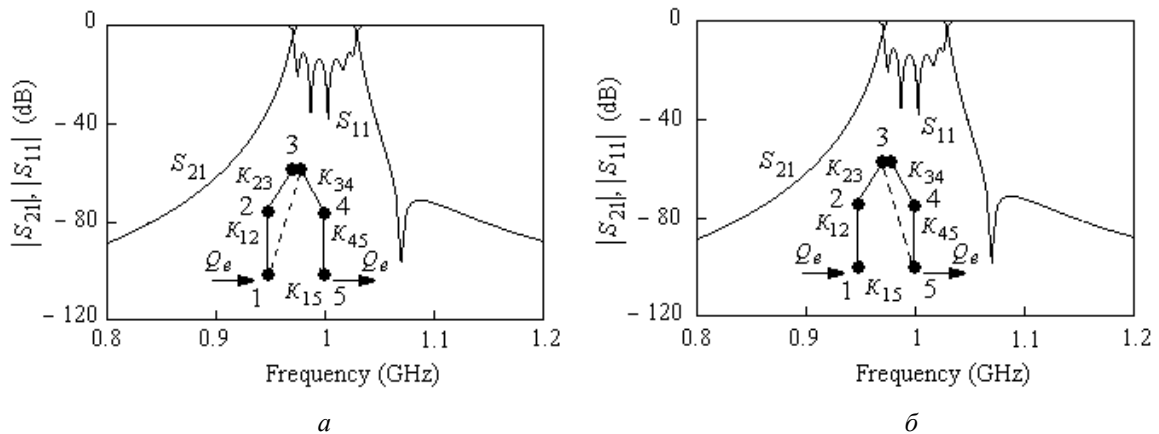


Рис. 1.13 Розрахункові частотні характеристики СПФ п'ятого порядку з прохідним резонатором в положенні 3 та коефіцієнтами зв'язку $K_{12} = K_{45} = 0,04$, $K_{23} = K_{34} = 0,032$ для випадку $K_{13} = 0,01$ (а) і $K_{35} = 0,01$ (б).

Фільтр п'ятого порядку на Рис. 1.6 є симетричним, йому відповідає матриця зв'язку (1.15). Модифікуємо цю матрицю, замінивши знак елемента m_{23} :

$$[m] = \begin{bmatrix} 0 & m_{12} & m_{13} & m_{14} & m_{15} \\ m_{12} & 0 & -m_{23} & m_{24} & m_{25} \\ m_{13} & -m_{23} & 0 & m_{34} & m_{35} \\ m_{14} & m_{24} & m_{34} & 0 & m_{45} \\ m_{15} & m_{25} & m_{35} & m_{45} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0,815 & 0,102 & 0,040 & 0,020 \\ 0,815 & 0 & -0,652 & 0,081 & 0,040 \\ 0,102 & -0,652 & 0 & 0,652 & 0,102 \\ 0,040 & 0,081 & 0,652 & 0 & 0,815 \\ 0,020 & 0,040 & 0,102 & 0,815 & 0 \end{bmatrix},$$

$$q_e = 1,213. \quad (1.24)$$

Модифікована матриця (1.24) трансформує штрихову криву $|S_{21}|$ на Рис. 1.6в в неперервну криву. В матриці (1.24) можна змінити знак m_{34} , залишивши знак m_{23} додатним, результат буде попереднім.

Таким чином, у результаті проведеного аналізу встановлено правило зміни знаку одного з основних коефіцієнтів зв'язку, розташованого зліва (лівостороннього) або праворуч (правостороннього) від прохідного резонатора.

Якщо резонатор перебуває у лівій половині фільтра, змінювати знак треба у лівостороннього коефіцієнта зв'язку. Якщо резонатор перебуває у правій половині фільтра, змінювати знак треба у правостороннього коефіцієнта зв'язку. Якщо прохідний резонатор розташований у середині фільтра (N непарне), то при довільних перехресних зв'язках зміна знаку одного із зазначених основних коефіцієнтів зв'язку не призводить до бажаного результату. Якщо ж перехресні зв'язки розміщені симетрично, можна змінювати знак як лівостороннього, так і правостороннього коефіцієнта зв'язку.

1.6 Модифікація матриці зв'язків для смугових фільтрів з кількома резонаторами прохідного типу

Встановлене вище правило модифікації матриці зв'язку для СПФ з одним прохідним резонатором можна поширити на СПФ з кількома прохідними резонаторами.

1.6.1 СПФ шостого порядку з двома прохідними резонаторами

На Рис. 1.14а показано СПФ шостого порядку з двома прохідними резонаторами, які займають позиції 3 і 5. Цей фільтр має п'ять основних коефіцієнтів зв'язку $K_{12} = K_{67} = 0,04$, $K_{23} = K_{56} = 0,032$, $K_{34} = 0,03$, два перехресні зв'язки $K_{14} = 0,0032$, $K_{16} = 0,000065$, $Q_e = 24,7$, і $FBW = 0,052$. На Рис. 1.14б представлено частотні відгуки цього фільтра. Параметри резонаторів під час моделювання прийняті попередніми.

Фільтр відрізняється тим, що при всіх додатних коефіцієнтах зв'язку має дві пари нулів передачі на дійсних частотах, розташованих еквідистантно відносно f_0 . Це можна пояснити тим, що фільтр (Рис. 1.14а) містить два квадруплета

СПФ, утворених резонаторами 1-2-3-4 та 4-5-6-1, а кожен квадруплет СПФ породжує пару нулів передачі на дійсних частотах.

Здійснюючи нормування (1.1), отримуємо елементи матриці зв'язку розглянутого фільтра: $m_{12} = m_{56} = 0,7692$, $m_{23} = m_{45} = 0,6154$, $m_{34} = 0,5769$, $m_{14} = 0,06154$, $m_{16} = 0,00125$, $q_e = 1,284$, $FBW = 0,052$. Прохідний резонатор 3 розташовується у лівій половині фільтра, а прохідний резонатор 5 розташовується у правій половині фільтра. Відповідно до встановленого правила, треба змінити знак у основних коефіцієнтів зв'язку m_{23} та m_{56} . Враховуючи це, запишемо модифіковану матрицю зв'язку розглянутого СПФ

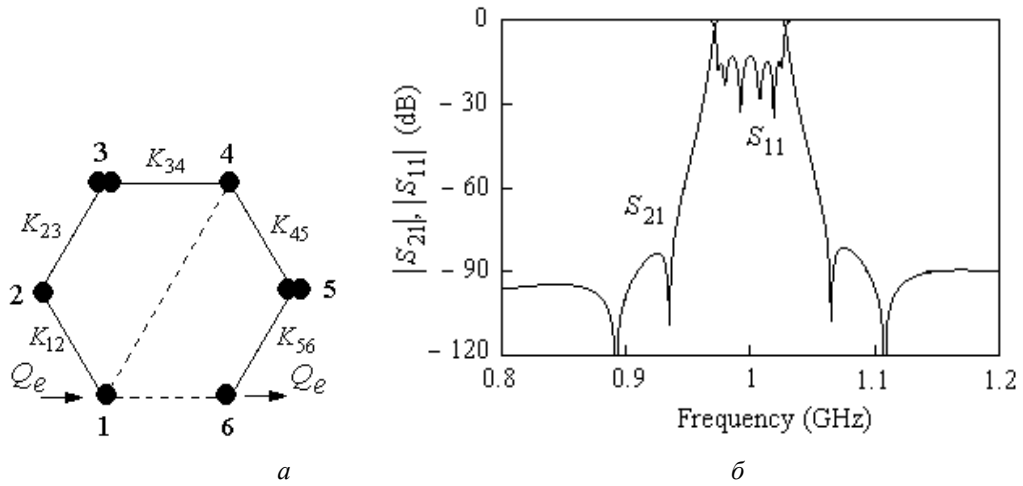


Рис. 1.14 СПФ шостого порядку із двома прохідними резонаторами. Структура зв'язку (а) та частотні характеристики (б).

$$[m] = \begin{bmatrix} 0 & m_{12} & m_{13} & m_{14} & m_{15} & m_{16} \\ m_{12} & 0 & -m_{23} & m_{24} & m_{25} & m_{26} \\ m_{13} & -m_{23} & 0 & m_{34} & m_{35} & m_{36} \\ m_{14} & m_{24} & m_{34} & 0 & m_{45} & m_{46} \\ m_{15} & m_{25} & m_{35} & m_{45} & 0 & -m_{56} \\ m_{16} & m_{26} & m_{36} & m_{46} & -m_{56} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0,7692 & 0 & 0,06154 & 0 & 0,00125 \\ 0,7692 & 0 & -0,6154 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0,6154 & 0 & 0,5769 & 0 & 0 \\ 0,06154 & 0 & 0,5769 & 0 & 0,6154 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,6154 & 0 & -0,7692 \\ 0,00125 & 0 & 0 & 0 & -0,7692 & 0 \end{bmatrix},$$

$$q_e = 1,284.$$

Ця модифікована матриця $[m]$ призводить до частотних відгуків, показаних на Рис. 1.14б.

1.6.2 СПФ восьмого порядку з трьома прохідними резонаторами

На Рис. 1.15а показано СПФ восьмого порядку з трьома прохідними резонаторами, які займають позиції 3, 5 і 7. Цей фільтр має сім основних коефіцієнтів зв'язку $K_{12} = K_{78} = 0,04$, $K_{23} = K_{67} = 0,032$, $K_{34} = K_{56} = 0,03$, $K_{45} = 0,029$, три перехресні зв'язки $K_{14} = 0,0106$, $K_{16} = 0,00058$, $K_{18} = 0,0000065$, $Q_e = 24,7$ і $FBW = 0,053$. На Рис. 1.15б представлено частотні відгуки цього фільтра. Параметри резонаторів при моделюванні цих відгуків прийняті попередніми.

Фільтр характерний тим, що при всіх додатних коефіцієнтах зв'язку має три пари нулів передачі на дійсних частотах, розташованих еквідистантно щодо f_0 . Це можна пояснити тим, що фільтр (Рис. 1.15а) містить три квадруплети СПФ, утворених резонаторами 1-2-3-4, 4-5-6-1, 6-7-8-1, а кожен квадруplet СПФ породжує пару нулів на дійсних частотах.

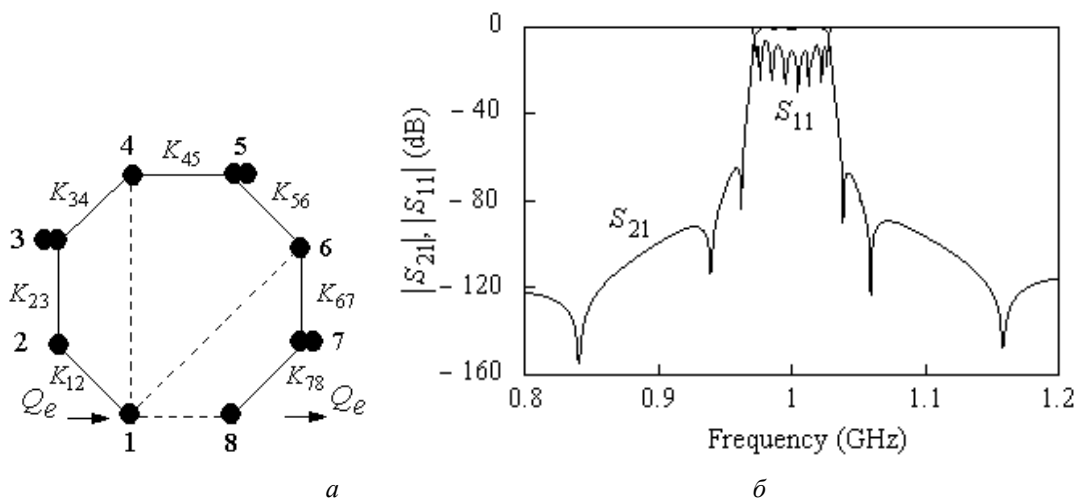


Рис. 1.15 СПФ восьмого порядку з трьома прохідними резонаторами. Структура зв'язків (а) та частотні характеристики (б).

Здійснюючи нормування (1.1), отримуємо елементи матриці зв'язку цього фільтра $m_{12} = m_{78} = 0,7547$, $m_{23} = m_{67} = 0,6038$, $m_{34} = m_{56} = 0,5660$, $m_{45} = 0,5472$, $m_{14} = 0,2$, $m_{16} = 0,01094$, $m_{18} = 0,00012$, $q_e = 1,309$. Прохідний резонатор 3 розташовується у лівій половині фільтра, а прохідні резонатори 5 та 7 розташовуються у

правій половині фільтра. Згідно з встановленим правилом, треба змінити знак у основних коефіцієнтів зв'язку m_{23} , m_{56} і m_{78} . Зважаючи на великий займаний обсяг, не будемо записувати в розгорнутому вигляді модифіковану матрицю зв'язку розглянутого фільтра. Ця модифікована матриця $[m]$ призводить до частотних відгуків, показаних на Рис. 1.15б.

У розглянутих СПФ прохідні резонатори були розділені один від одного резонаторами відбивного типу. До таких СПФ застосовується встановлене правило зміни знаків при модифікації матриці $[m]$ СПФ з одним прохідним резонатором. Можливі випадки, коли прохідні резонатори розташовані один біля одного, а також займають першу чи останню позицію у СПФ. Зміна знаків елементів матриці $[m]$ у таких випадках вимагає окремого розгляду.

1.7 Приклад використання модифікації матриці зв'язків

Як приклад, розглянемо запропонований та проаналізований у роботах [21], [22] симетричний мікросмужковий СПФ третього порядку, топологія якого показана на Рис. 1.16а. Фільтр виконаний на підкладці ТММ-10і (Rogers), $\epsilon_r = 9,8$, $\text{tg}\delta = 0,002$, $h = 1,905$ мм і займає площу $32 \times 22,4$ мм. Півхвильові резонатори мають довжину $L = 24$ мм та ширину $w = 3,2$ мм, і розділені зазором $S = 2,8$ мм. Резонатори настроєні на частоту $f_0 = 2270$ МГц. При зазначених геометричних розмірах коефіцієнти зв'язку між суміжними резонаторами набувають значення $K_{12} = K_{23} = 0,0736$.

Фільтр має перехресний зв'язок між крайніми резонаторами K_{13} , який є змішаним $K_{13} = K_{13m} + K_{13e}$, і містить магнітну K_{13m} (додатну) і електричну K_{13e} (від'ємну) компоненти. Магнітна складова K_{13m} змішаного перехресного зв'язку K_{13} є паразитним зв'язком між резонаторами 1 та 3. Вона може бути виміряна, і при зазначених параметрах становить значення $K_{13m} = 0,0138$.

Електрична складова K_{13} забезпечується зигзагоподібним відрізком шириною 0,4 мм, що з'єднує резонатори 1 і 3 через ємнісні проміжки. Чим менші ці зазори і що більше довжина цієї ділянки l' над резонаторами 1 і 3, то більше $|K_{13e}|$.

Було встановлено значення $S' = 0,2$ мм і $l' = 3$ мм, при яких електрична компонента дорівнює за величиною магнітній компоненті $|K_{13e}| = K_{13m} = 0,0138$. У цьому випадку змішаний перехресний зв'язок $K_{13} = 0$ на центральній частоті смуги пропускання. Крайні резонатори з'єднані з портами кондуктивними відрізками шириною 1,2 мм. Зовнішня добротність крайніх резонаторів Q_e визначається положенням кондуктивних відрізків і становить $Q_e = 13,5$.

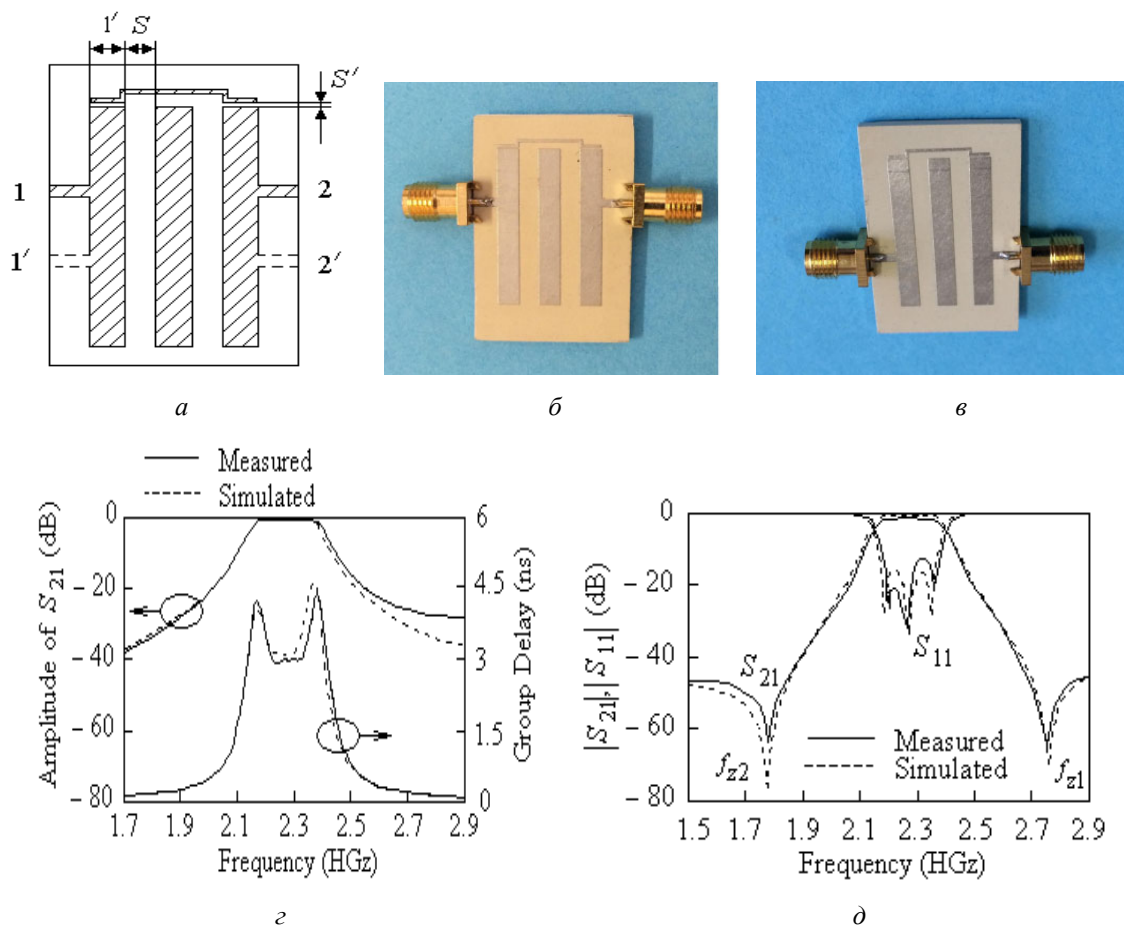


Рис. 1.16 Мікросмушковий СПФ третього порядку з півхвильовими резонаторами. (а) Топологія. (б) Фотографія з положенням портів 1-2. (в) Фотографія з положенням портів 1'-2'. (г) Частотні характеристики при підключенні до портів 1-2. (д) Частотні характеристики при підключенні до портів 1'-2'.

Фотографія цього фільтра з розташуванням портів 1-2 показана на Рис. 1.16б, а його виміряні і промодельовані частотні характеристики зображено на Рис. 1.16г. Моделювання виконане з використанням програмного забезпечення Microwave Office. Виміряні параметри фільтра за допомогою векторного аналізатора кіл (Anritsu MS46112A, 1 МГц ... 20 ГГц) в лабораторії радіотехнічного факультету: центральна частота $f_0 = 2270$ МГц; ширина смуги пропускання BW

= 180 МГц; втрати, що вносяться на центральній частоті $\Pi_0 = 0,6$ дБ; групова затримка $\tau = 3,1 \pm 0,1$ нс у діапазоні частот 105 МГц, що становить понад 50% смуги пропускання.

Фотографія цього фільтра з розташуванням портів $I'-2'$ показана на Рис. 1.16в, а його частотні характеристики зображено на Рис. 1.16д. Виміряні параметри: $f_0 = 2270$ МГц; смуга пропускання $BW = 180$ МГц; $\Pi_0 = 0,6$ дБ; зворотні втрати $RL < -15$ дБ. Нулі передачі $f_{z1} = 2762$ МГц і $f_{z2} = 1778$ МГц рівновіддалені відносно f_0 : $|f_{z1,2} - f_0| = 492$ МГц.

Розглянуті приклади показали, що один і той же фільтр при різному положенні портів має різні частотні характеристики. При використанні позицій портів $I-2$ (Рис. 1.16б) цей фільтр є фільтром затримки з невисокою вибірковістю та постійним часом групової затримки в середній частині смуги пропускання. При використанні позицій портів $I'-2'$ (Рис. 1.16в) цей фільтр є квазіеліптичним, він характеризується підвищеною вибірковістю за рахунок двох нулів передачі на дійсних частотах.

Структуру зв'язку фільтра з положенням портів $I-2$ (Рис. 1.16б) зображено у лівій частині Рис. 1.8. Його частотні характеристики описуються традиційною матрицею зв'язків, у якій основні коефіцієнти зв'язку (між суміжними резонаторами) є додатними $K_{12} = K_{23} > 0$.

Структура зв'язків фільтра з положенням портів $I'-2'$ (Рис. 1.16) зображена в правій частині Рис. 1.8. Його частотні характеристики описуються модифікованою матрицею зв'язків, у якій основні коефіцієнти зв'язку (між суміжними резонаторами) K_{12} та K_{23} мають протилежні знаки. У розглянутому прикладі має місце неоднозначність. Частотні характеристики одного і того ж фільтра описуються матрицями зв'язків, що відрізняються одна від одної, залежать від положення портів входу і виходу фільтра.

1.8 Узагальнення модифікації матриці зв'язків

Результати для СПФ шостого (Рис. 1.14) та восьмого (Рис. 1.15) порядку можна узагальнити на випадок СПФ з довільним числом резонаторів N . Так,

якщо в СПФ восьмого порядку додати дев'ятий резонатор, то в структурі зв'язків (Рис. 1.15а) з'явиться додатковий триплет СПФ, утворений резонаторами 8-9-1. Цей триплет СПФ дасть сьомий нуль передачі частотному відгуку (Рис. 1.15б). Якщо в СПФ восьмого порядку додати два резонатори, один з яких (9) є прохідним резонатором, то в структурі зв'язків (Рис. 1.15а) з'явиться додатковий квадруплет СПФ, утворений резонаторами 8-9-10-1. Цей квадруплет СПФ дасть два додаткові нулі передачі на передавальній характеристиці (Рис. 1.15б).

У СПФ порядку N , що містить кілька прохідних резонаторів, можна реалізувати $(N - 2)$ нулів передачі на дійсних частотах при всіх додатних коефіцієнтах зв'язку. Модифікована за встановленим правилом матриця зв'язку $[m]$ поширюється на такі СПФ, що свідчить про розширення можливостей цієї матриці.

У [23] зазначено, що кількість нулів передачі на дійсних частотах безпосередньо залежить від топології структури зв'язків. Необхідно це положення доповнити зазначенням типу резонаторів. Викладене вище показало, що заміна в структурі зв'язків деяких резонаторів відбивного типу на прохідні резонатори призводить до зміни кількості нулів передачі на дійсних частотах.

1.9 Висновки

1. На основі експериментальних даних доведено, що існуюча матриця зв'язків не дає коректних результатів і не може застосовуватися до СПФ, які містять хоча б один резонатор прохідного типу.
2. Шляхом аналізу встановлено правило зміни знаків, яке полягає в тому, що необхідно змінити знак основного зв'язку, який прилеглий до «вільного» кінця прохідного резонатора. Правило знаків поширюється на СПФ з парним і непарним числом резонаторів N , воно враховує розташування прохідного резонатора в правій або лівій половині СПФ. В результаті з'явилася можливість використовувати матрицю зв'язків при різних комбінаціях відбивних і прохідних резонаторів в СПФ.

3. Запропоновано заміну відбивних резонаторів на прохідні в окремих фільтрах, що відрізняється від канонічної структури. Це дозволило в деяких випадках отримати максимально можливе число $(N - 2)$ нулів передачі при N числі резонаторів в фільтрі.

Розділ 2. Змішані коефіцієнти зв'язку між резонаторами в СПФ

2.1 Вступ

У мікрохвильовій техніці існує практична потреба в СПФ з підвищеною вибірковістю та асиметричними частотними характеристиками. Зокрема, це стосується СПФ, які входять до складу дуплексерів [24]. Для підвищення вибіркової в частотні характеристики фільтрів вносяться нулі передачі (НП), які називаються полюсами згасання. Для цього у фільтрах використовуються перехресні зв'язки.

Найбільш простими для практичної реалізації є СПФ третього порядку з одним перехресним зв'язком [19], [25]. Якщо використовуються звичайні зв'язки між резонаторами, то такі фільтри мають один нуль передачі. Щоб СПФ мали асиметричну частотну характеристику і одночасно мали підвищену вибірковість, вони повинні мати не менше двох регульованих нулів передачі. Причому, нулі передачі можуть розташовуватися з одного або з різних сторін центральної частоти f_0 смуги пропускання.

Для цього можна використати два шляхи. По-перше, можна каскадувати два фільтри третього порядку із звичайними зв'язками [26], [27]. Число резонаторів побудованого таким чином фільтра складе $N = 5 \dots 6$, при числі перехресних зв'язків, що дорівнює двом. По-друге, можна використовувати фільтр четвертого порядку ($N = 4$) з одним перехресним зв'язком [20]. Але в цьому випадку два нулі передачі розташовуються еквідистантно щодо f_0 , і асиметрична частотна характеристика не забезпечується. Щоб досягти асиметрії, треба ввести другий перехресний зв'язок у такий фільтр [28], що суттєво ускладнить настройку фільтра.

Таким чином, для реалізації двох асиметрично розташованих нулів передачі в СПФ зі звичайними зв'язками треба використовувати два перехресні зв'язки та число резонаторів $N = 5 \dots 6$, або менше число резонаторів $N = 4$ з одночасним ускладненням настройки фільтра.

Альтернативний шлях — це використання у фільтрах змішаних зв'язків, кожний з яких має магнітну та електричну компоненти $K = K_m + K_e$, що робить їх

частотні відгуки різноманітнішими [29], [22], [30], [31], [32], [33], [34], [35], [36], [37], [38]. Це пов'язано з тим, що змішані зв'язки вносять додаткові нулі передачі на комплексній площині $S = \sigma + j\Omega$. Такі зв'язки також називають "частотно-залежними" [31], [32], [33], [34] або "резонансними" [37], [38]. Для реалізації змішаних зв'язків можуть використовуватися різні конструкції ліній передачі: коаксіальні [29], інтегровані в хвилевід [34], [35], багат шарові [36], смужкові [39], [40], мікросмужкові [14], [41], [42], [43].

Нулі передачі на дійсних частотах f_{z1} і f_{z2} СПФ третього порядку зі змішаними зв'язками можуть розташовуватися по-різному відносно f_0 . У значному числі робіт, наприклад [35], [36], [37], для визначення їх положення використовуються комп'ютерні програми ЕМ моделювання. В [33], [34] при цьому використовується оптимізаційний процес, заснований на багаторазовій побудові частотних відгуків на основі матриці зв'язку. В [33] вперше запропонована лінійна форма представлення змішаного зв'язку, що дозволяє вносити її в матрицю зв'язку, що сприяло отриманню нових результатів для фільтрів третього та більш високих порядків. У [22] використана формула, що зв'язує коефіцієнти зв'язку і розташування нулів передачі для окремого випадку, коли нулі розташовані еквідистантно щодо $S = 0$, яка отримана емпіричним шляхом.

2.2 Загальні закономірності

Для розгляду СПФ зі змішаними зв'язками необхідно мати відомості про змішаний коефіцієнт зв'язку та його лінійну форму подання в матриці зв'язку.

Вхідна провідність будь-якого резонатора без втрат $B(f)$ навколо резонансної частоти f_0 може бути представлена у вигляді:

$$B(f) \approx B(f_0)' (f - f_0) \approx b\Omega, \quad (2.1)$$

де b є параметром крутості провідності на резонансній частоті f_0 [18]:

$$b = \left. \frac{f_0}{2} \frac{dB}{df} \right|_{f=f_0}, \quad (2.2)$$

а

$$\Omega = (f/f_0 - f_0/f)/FBW \quad (2.3)$$

є нормованою частотою, $FBW = BW/f_0$ — відносна ширина смуги пропускання (fractional bandwidth). Безліч різних входних провідностей резонаторів $\{B(f)\}$ (2.1) може бути представлено двома величинами f_0 і b (2.2).

С. Кон (Cohn) [44] і Г. Маттей (Matthaei) [45] ввели у використання ідеальний інвертор провідності (J-inverter), який є чотирьохполюсником і характеризується параметром провідності J . При з'єднанні через J-інвертор двох резонаторів паралельного типу з однією і тією ж резонансною частотою f_0 забезпечується коефіцієнт зв'язку

$$K = J / \sqrt{b_1 b_2}, \quad (2.4)$$

де b_1 і b_2 — параметри крутості (2.2) цих резонаторів.

Між двома резонаторами існує електромагнітна взаємодія, але вона характеризується коефіцієнтом зв'язку (2.4) лише у тому випадку, коли їх резонансні частоти збігаються $f_{01} = f_{02} = f_0$. Зауважимо, що параметри крутості b_1 і b_2 включають це значення f_0 (2.2). При збігу резонансних частот двох резонаторів існує електромагнітна взаємодія між ними, та на частотах $f \neq f_0$ воно вже не характеризується коефіцієнтом зв'язку (2.4).

Змішаний коефіцієнт зв'язку K [12] є сумою магнітної K_m і електричної K_e компонент:

$$K = K_m + K_e = K_m - |K_e|. \quad (2.5)$$

Магнітній компоненті K_m приписується знак “+”, а електричній компоненті K_e знак “-”. Змішаний зв'язок може бути представлений LC контуром (Рис. 2.1а). Індуктивність L представляє магнітну компоненту K_m . Оскільки $J = 1/2\pi f_0 L$, то з (2.4) випливає

$$K_m \approx 1/2\pi f_0 L \sqrt{b_1 b_2}. \quad (2.6)$$

Ємність C є електричною компонентою K_e . Оскільки $J = 2\pi f_0 C$, то:

$$K_e \approx -2\pi f_0 C / \sqrt{b_1 b_2}. \quad (2.7)$$

Формули (2.6) та (2.7) є наближеними, що пов'язано із заміною інвертора реальними елементами зв'язку. На відміну від інвертора, елементи зв'язку L і C зміщують резонансні частоти резонаторів.

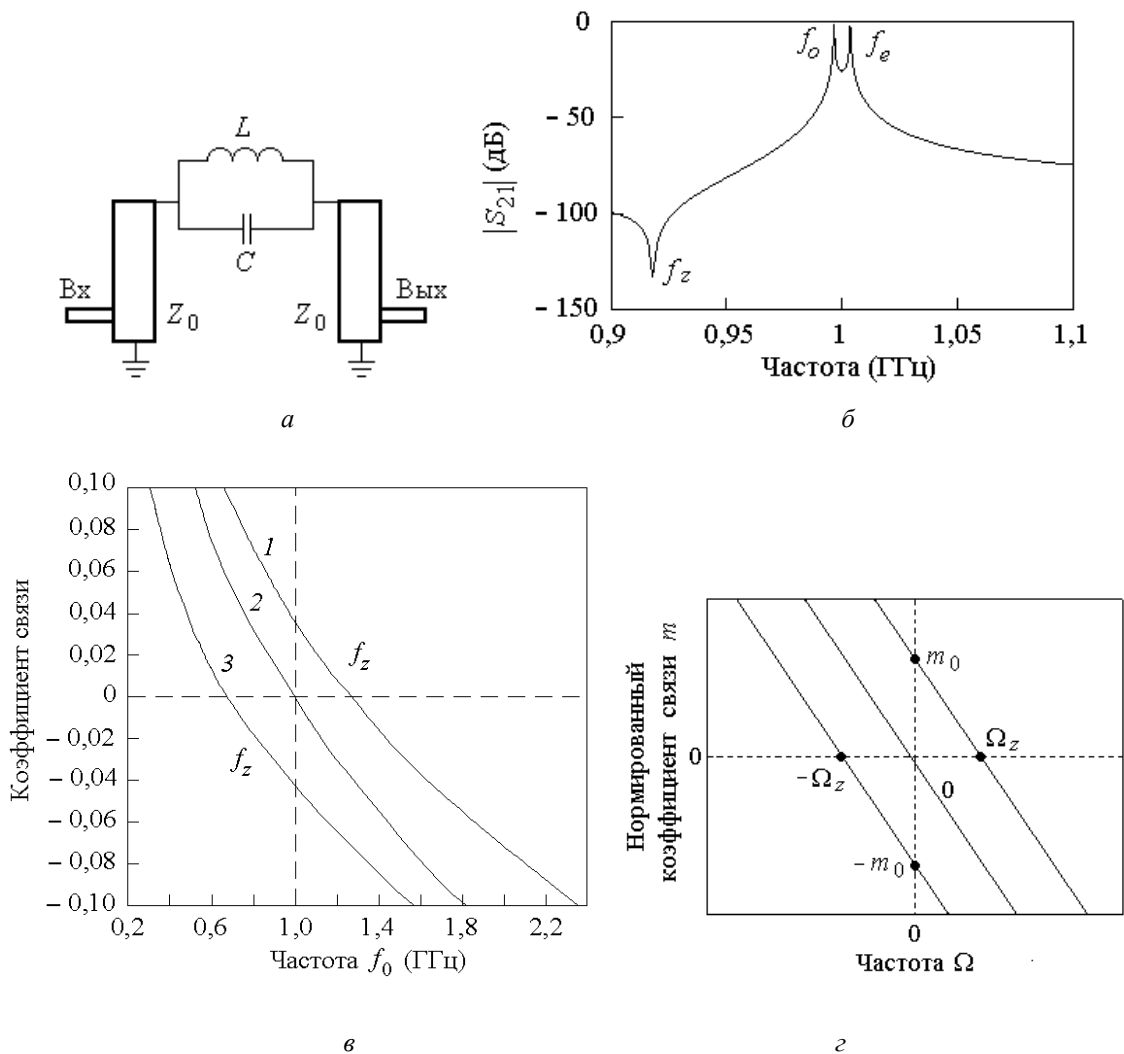


Рис. 2.1 СПФ другого порядку з чвертьхвильовими резонаторами та змішаним зв'язком. (а) Схема. (б) Промодельована частотна характеристика при слабкому зв'язку із навантаженнями. (в) Коефіцієнт зв'язку як функція частоти f_0 . (г) Лінійне подання коефіцієнта змішаного зв'язку в площині (m, Ω) .

Змішаний зв'язок вносить у передаточну частотну характеристику СПФ другого порядку нуль передачі f_z (полюс згасання). Ця частота збігається з резонансною частотою LC контуру:

$$f_z = 1/2\pi\sqrt{LC}. \quad (2.8)$$

На цій частоті провідність контуру дорівнює нулю і сигнал не проходить від одного резонатора до іншого. Використовуючи (2.6), (2.7), виразимо значення індуктивності $L = 1/2\pi f_0 K_m \sqrt{b_1 b_2}$ і ємності $C = |K_e| \sqrt{b_1 b_2} / 2\pi f_0$. Підставляючи ці величини в (2.8), отримаємо

$$f_z = f_0 \sqrt{K_m / |K_e|}. \quad (2.9)$$

Змішаний зв'язок породжує в СПФ другого порядку нуль передачі, який визначається рівністю (2.9). Цю рівність встановлено в [46], [47] для окремого випадку, коли резонаторами були зосереджені LC контури. В даному випадку резонатори СПФ визначені резонансною частотою та параметром крутості (2.2).

При звичайному зв'язку між двома резонаторами характерними частотами є парна f_e і непарна f_o моди зв'язаних коливань. Їх можна виміряти при слабкому зв'язку резонаторів з навантаженнями та обчислити коефіцієнт зв'язку за формулою:

$$K = (f_o^2 - f_e^2) / (f_o^2 + f_e^2). \quad (2.10)$$

При змішаному зв'язку характерними є три частоти f_e , f_o і нуль передачі f_z . Підстановка перших двох частот в (2.10) дає значення змішаного коефіцієнта зв'язку K . Якщо відомі значення K і f_z , то, використовуючи (2.5) і (2.9), нескладно визначити компоненти змішаного зв'язку K_m і K_e . Значення центральної частоти f_0 в (2.9) визначається як $f_0 = (f_o + f_e)/2$.

Із (2.5), (2.9) і (2.10) випливають деякі закономірності, властиві СПФ другого порядку зі змішаним зв'язком:

Якщо $K > 0$, то непарна мода зв'язаних коливань f_o більша парної моди f_e , $K_m > |K_e|$ та згідно (2.9), нуль передачі є правостороннім $f_z > f_0$.

Якщо $K < 0$, то непарна мода зв'язаних коливань f_o менше парної моди f_e , $K_m < |K_e|$ та згідно (2.9), нуль передачі є лівостороннім $f_z < f_0$.

В обох випадках нуль передачі f_z розташований з тієї ж сторони центральної частоти f_0 , що і непарна мода f_o . Якщо $f_o > f_0$, то і $f_z > f_0$. Якщо $f_o < f_0$, то і $f_z < f_0$. При змішаному зв'язку частоти f_o і f_z супроводжують одна одну (Рис. 2.1б).

2.3 Лінійна форма представлення змішаних коефіцієнтів зв'язку

Аналіз СПФ із звичайними зв'язками на основі матриці зв'язку, передбачає використання нормованої частоти Ω (2.3), нормованих коефіцієнтів зв'язку

$$m = K/FBW \quad (2.11)$$

та нормованої зовнішньої добротності $q_e = Q_e FBW$.

Однак, якщо в СПФ використовуються змішані коефіцієнти зв'язку, їх подання виразом (2.11) не є повністю коректним, оскільки він не враховує ефекту генерування змішаним зв'язком нуля передачі f_z (2.9).

Якщо вказати лише парну f_e і непарну f_o моди, і нічого не сказати про нуль передачі f_z , то неможливо розрізнити, чи є коефіцієнт зв'язку K звичайним або змішаним. Існуючу відмінність можна встановити, якщо вважати резонансну частоту f_0 двох резонаторів змінною (Рис. 2.1а). Оскільки коефіцієнт зв'язку K (2.4) жорстко прив'язаний до резонансної частоти f_0 , то зміна f_0 спричинить зміну $K = K(f_0)$. Якщо залежність $K(f_0)$ набуває нульового значення, змінює знак з «+» на «-», це вказує те що, що зв'язок змішаний і він породжує нуль передачі f_z .

На Рис. 2.1в наведено залежності

$$K(f_0) = K_m(f_0) + K_e(f_0) = (1/2\pi f_0 L - 2\pi f_0 C) / \sqrt{b_1 b_2} . \quad (2.12)$$

для схеми, представленої на Рис. 2.1а. Коефіцієнт зв'язку (2.12) містить магнітну (2.6) та електричну (2.7) компоненти. На Рис. 2.1в показані криві $K(f_0)$ для трьох випадків, що відрізняються один від одного значенням K на частоті $f_0 = 1$ ГГц: 1 — $K = 0,04$ ($K_m = 0,09797$, $K_e = -0,05797$); 2 — $K = 0$ ($K_m = |K_e| = 0,07533$); 3 — $K = -0,04$ ($K_m = 0,03843$, $K_e = -0,07843$). Зазначені параметри вибрано для наочності. При побудові кривих (Рис. 2.1в) прийнято, що резонатори є чвертьхвильовими на частоті $f_0 = 1$ ГГц, а їх характеристичний опір $Z_0 = 10$ Ом. Також враховано, що параметр крутості провідності цих резонаторів $b = \pi/4Z_0$. Ці криві перетинають вісь $K = 0$, що свідчить про змішаний характер коефіцієнтів зв'язку. Якщо подібні криві побудувати для індуктивного (2.6) або ємнісного (2.7) зв'язку, то вони не перетинатимуть вісь $K = 0$.

Залежність $K = K(f_0)$ (2.12) близька до лінійної в околиці резонансної частоти, подібно до вхідної провідності LC контуру. Вхідна провідність має додатний нахил, а нахил функції $K(f_0)$ — від'ємний. Це пояснюється тим, що ємнісний зв'язок (2.7) прийнято вважати від'ємним, а індуктивний зв'язок (2.6) додатним.

Використання змішаного зв'язку в СПФ з відносною шириною смуги пропускання FBW дозволяє апроксимувати її прямими лініями в площині (m, Ω) , як показано на Рис. 2.1г. Величина

$$m_0 = (K_m + K_e)/\text{FBW} \quad (2.13)$$

є нормованим значенням змішаного коефіцієнта зв'язку на частоті f_0 ($\Omega = 0$). Вона може бути додатною, від'ємною і рівною нулю. Величина Ω_z є нулем передачі на осі Ω . Використовуючи вираз (2.3) та закономірність (2.9), визначаємо

$$\Omega_z = \frac{f_z/f_0 - f_0/f_z}{\text{FBW}} = \frac{\sqrt{K_m/|K_e|} - 1/\sqrt{K_m/|K_e|}}{\text{FBW}} = \frac{m_0}{\sqrt{K_m/|K_e|}}. \quad (2.14)$$

Через дві точки на площині (m, Ω) , одна з координатами $(\pm m_0, 0)$ згідно з (2.13), а інша — з $(0, \pm \Omega_z)$ згідно з (2.14), можна провести пряму лінію, рівняння якої

$$m(\Omega) = m_0 - a\Omega, \quad a > 0. \quad (2.15)$$

Коефіцієнт a прямої (2.15) дорівнює відношенню:

$$a = m_0/\Omega_z = \sqrt{K_m/|K_e|}. \quad (2.16)$$

Якщо компоненти K_m та K_e взаємно компенсують один одного ($K_m = |K_e|$) і $K = 0$ ($m_0 = 0$), то з (2.16) випливає $a = K_m = |K_e|$, що приводить рівняння прямої (2.15) до виду:

$$m(\Omega) = K_m \Omega = |K_e| \Omega. \quad (2.17)$$

Пряма (2.17) проходить через початок координат, вона займає середнє положення на Рис. 2.1г.

Якщо один з компонентів змішаного зв'язку дорівнює нулю, то частотно-залежна частина у виразі (2.15) дорівнює нулю, і цей вираз набуває вигляду, характерного для звичайного зв'язку $m = K/\text{FBW}$.

Величина a (2.16) характеризує кут нахилу прямої (2.15), і є параметром крутості змішаного зв'язку. Чим більше a , тим більше кут нахилу цієї прямої. Параметр крутості є середнім геометричним значенням компонентів змішаного зв'язку K_m і $|K_e|$.

Зворотний перехід від форми подання змішаного зв'язку (2.15) до (2.5) здійснюється за формулами

$$K = m_0/\text{FBW},$$

$$K_m, K_e = K/2 \pm \sqrt{(K/2)^2 + a^2}. \quad (2.18)$$

Друге з виразів (2.18) має два значення, додатне та від'ємне. Додатне значення відноситься до K_m , а від'ємне — до K_e .

Подання змішаного зв'язку в лінійній формі (2.15) було вперше використано в матриці зв'язку [31]. Однак коефіцієнт a (2.16) не було конкретизовано. Припускалося, що значення a може бути від'ємним, і прями (2.15) на Рис. 2.12 можуть мати додатний нахил. Зауважимо, що для забезпечення змішаного зв'язку між резонаторами можуть бути використані різні зосереджені кола з елементами L і C . У всіх випадках вхідна провідність цих ланцюгів має додатний нахил, а нахил залежності $K(f_0)$ завжди від'ємний. Щоб нахил залежності $K(f_0)$ став додатним, треба одночасно використовувати від'ємні значення L та C .

2.4 Синтез смугових фільтрів зі змішаними коефіцієнтами зв'язку між суміжними резонаторами

Відмінною особливістю СПФ зі змішаними коефіцієнтами зв'язку є те, що їх нулі передачі можуть розташовуватися лише на дійсних частотах, тобто, бути полюсами згасання. Побудову таких фільтрів може бути виконано при використанні підходу, заснованого на лінійній формі представлення змішаного зв'язку та загальної матриці зв'язків [48], [49]. Недоліком даного підходу є те, що деякі значення матриці зв'язків не можуть бути визначені шляхом вимірювань.

Ми акцентуємо увагу на роботі [47], в якій розглянуто послідовність дизайну, засновану на поданні СПФ схемою із зосередженими елементами. Ця послідовність дизайну дещо обмежена, оскільки резонатори та ланцюги зв'язку представлені зосередженими LC контурами. Також, в ній допущені суттєві неточності: передбачається, що додатний змішаний зв'язок генерує лівосторонній нуль передачі f_z , від'ємний змішаний зв'язок генерує правосторонній f_z , і найближчою до f_z є парна мода f_e .

Як було зазначено, для опису коефіцієнта зв'язку K між двома резонаторами С. Кон [44] і Г. Маттей [45] ввели у розгляд ідеальний інвертор провідності (J -inverter). Практична реалізація J інвертора показана на Рис. 2.2а,б.

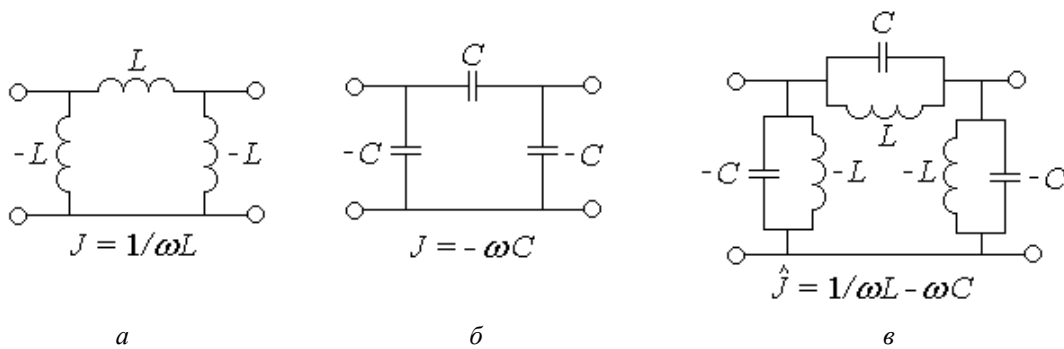


Рис. 2.2 Інвертори для магнітного зв'язку K_m (а), для електричного зв'язку K_e (б) та для змішаного зв'язку $K = K_m + K_e$ (в).

Характерною рисою J-інверторів є те, що вони не зміщують резонансні частоти резонаторів, до яких вони підключені. Тому, резонатори СПФ з J-інверторами завжди мають синхронне налаштування ($\omega_{0i} = \omega_0$). Узагальнена схема СПФ третього порядку з інверторами провідності показана на Рис. 2.3а. На основі J-інверторів [18] були отримані класичні формули, які натепер складають основу дизайну СПФ зі звичайними (простими) зв'язками:

$$K_{i,i+1} = \frac{\text{FBW}}{\sqrt{g_i g_{i+1}}}, \quad (2.19)$$

$$Q_{e1} = \frac{g_0 g_1}{\text{FBW}}, \quad Q_{eN} = \frac{g_n g_{n+1}}{\text{FBW}}, \quad (2.20)$$

де FBW — відносна ширина смуги пропускання, g_i — параметри низькочастотного прототипу, Q_{e1} і Q_{eN} — зовнішні добротності крайніх резонаторів. Усі значення в (2.19), (2.20) додатні.

Для опису змішаного зв'язку в [50] було введено \hat{J} інвертор (Рис. 2.2в):

$$\hat{J} = 1/\omega L - \omega C. \quad (2.21)$$

Підстановка (2.21) в (2.4) призводить до змішаного коефіцієнта зв'язку у вигляді (2.5).

Істотна відмінність між J і \hat{J} інверторами полягає в тому, що параметр $J(\omega)$ на Рис. 2.2а,б зменшується зі збільшенням частоти, залишаючись при цьому додатним (Рис. 2.2а) або від'ємним (Рис. 2.2б), але він ніколи не дорівнює нулю, $J \neq 0$. Параметр $\hat{J}(\omega)$ на Рис. 2.2в також зменшується зі зростанням частоти, але він набуває як додатних, так і від'ємних значень. Частота f_z , на якій параметр \hat{J} стає рівним нулю, $\hat{J}(f_z) = 0$, є дуже суттєвою, вона призводить до полюса згасання

СПФ. Вважається, що змішаний зв'язок генерує нуль передачі на дійсних частотах. Значення f_z визначається формулою (2.9).

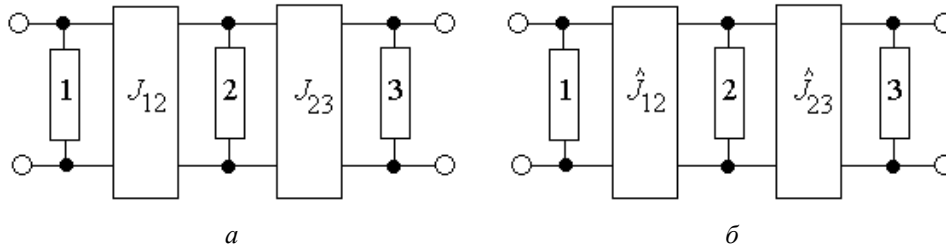


Рис. 2.3 Узагальнена схема СПФ третього порядку з інверторами провідності: з простими зв'язками та J -інверторами (а), зі змішаними зв'язками та \hat{J} -інверторами (б).

Значення змішаного коефіцієнта зв'язку \dot{K} може бути як додатним, так і від'ємним. Його можна розділити на магнітну K_m та електричну K_e компоненти. Для цього треба вирішити систему із двох рівнянь, утворених (2.5) та (2.9), щодо невідомих K_m і K_e :

$$K = K_m - |K_e|, \quad (2.22)$$

$$f_z = f_0 \sqrt{K_m / |K_e|}. \quad (2.23)$$

Розв'язком системи (2.22), (2.23) є

$$K_m = \frac{\dot{K}}{1 - (f_0 / f_z)^2}, \quad (2.24)$$

$$K_e = |\dot{K}| - K_m. \quad (2.25)$$

На відміну від простого зв'язку, змішаний зв'язок характеризується не двома, а трьома характерними частотами (Рис. 2.4). Якщо $\dot{K} > 0$ (Рис. 2.4а), то нуль передачі є правостороннім, якщо $\dot{K} < 0$ (Рис. 2.4б), то нуль передачі є лівостороннім. В обох випадках найближчою до f_z є непарна мода f_0 . На відміну від вказаного розташування частот, у роботі [47] вказано взаємо-протилежний характер розташування характерних частот, що слід визнати помилковим.

2.5 Послідовність синтезу

Резонатори СПФ з \hat{J} -інверторами (Рис. 2.3б) також мають синхронну настройку. Для визначення модуля змішаного коефіцієнта зв'язку $|\dot{K}_{i,i+1}|$, як і раніше, використовується формула (2.19). Запишемо її у вигляді:

$$|K_{i,i+1}| = \text{FBW} / \sqrt{g_i g_{i+1}}. \quad (2.26)$$

Вирази (2.20) залишаються незмінними. Вихідні дані для СПФ зі змішаними зв'язками (Рис. 2.3б) включають нуль передачі $\text{TZ}_{i,i+1}$ (transmission zero), який ставиться у відповідність коефіцієнту зв'язку $\dot{K}_{i,i+1}$. Згідно з отриманим рішенням (2.24), (2.25), це дозволяє розділити $\dot{K}_{i,i+1}$ на дві компоненти $K_{mi,i+1}$ і $K_{ei,i+1}$. Якщо для реалізації зазначених компонент використовуються зосереджені елементи, то їх значення визначаються за допомогою виразів

$$L_{i,i+1} = 1/2\pi f_0 K_{mi,i+1} \sqrt{b_1 b_2}, \quad (2.27)$$

$$C_{i,i+1} = -K_{ei,i+1} \sqrt{b_1 b_2} / 2\pi f_0, \quad (2.28)$$

які впливають із (2.6), (2.7). Оскільки значення $K_{ei,i+1}$ завжди від'ємне, то у правій частині (2.28) використано знак “-”. Найчастіше всі резонатори фільтра є однаковими. В цьому випадку $b_1 = b_2 = b$ і формули (2.27), (2.28) спрощуються:

$$L_{i,i+1} = 1/2\pi f_0 K_{mi,i+1} b, \quad (2.29)$$

$$C_{i,i+1} = -K_{ei,i+1} b / 2\pi f_0. \quad (2.30)$$

Якщо змішані зв'язки здійснюються розподіленими та зосереджено-розподіленими елементами, то для реалізації значень $K_{mi,i+1}$ і $K_{ei,i+1}$ треба використовувати ЕМ моделювання.

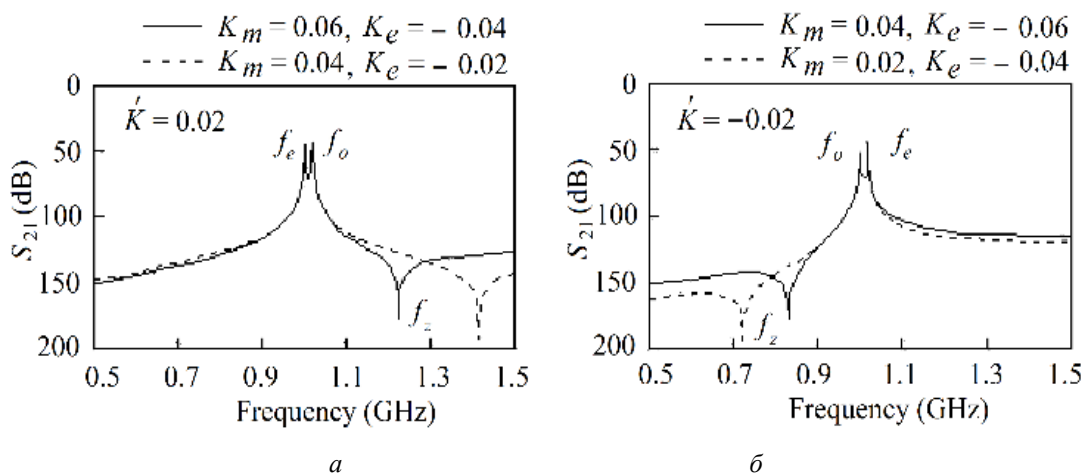


Рис. 2.4 Характерні частоти для двох резонаторів зі змішаним зв'язком \dot{K} : $\dot{K} > 0$ ($\dot{K} = 0,02$) (а) і $\dot{K} < 0$ ($\dot{K} = -0,02$) (б).

Для визначення змішаного коефіцієнта зв'язку \dot{K} і його компонент можуть бути використані характерні частоти (Рис. 2.4). У цьому випадку, як і раніше,

використовується вираз (2.10): $\dot{K} = (f_o^2 - f_e^2)/(f_o^2 + f_e^2)$, а значення K_m і K_e обчислюються за формулами (2.24) і (2.25).

2.6 Приклад синтезу СПФ

Задамо початкові параметри СПФ третього порядку (Рис. 2.3б) зі змішаними зв'язками: $f_0 = 1$ ГГц, $FBW = 0,05$, пульсації $L_{Ar} = 0,2$ дБ, два нулі передачі фільтра повинні розташовуватися на частотах $f_{z1} = 1,2$ ГГц і $f_{z2} = 0,8$ ГГц.

Підставляючи ці значення в (2.26), визначаємо абсолютні значення змішаних коефіцієнтів зв'язку:

$$|\dot{K}_{12}| = |\dot{K}_{23}| = 0,042.$$

Зовнішні добротності крайніх резонаторів визначаємо з (2.20): $Q_{e1} = Q_{e3} = Q_e = 24,55$.

Використовуючи положення нулів передачі f_{z1} та f_{z2} , визначаємо магнітну та електричну компоненти змішаних коефіцієнтів зв'язку \dot{K}_{12} і \dot{K}_{23} . Нехай інвертор \hat{J}_{12} (Рис. 2.3б) формує правосторонній нуль передачі $f_{z1} = 1,2$ ГГц. У цьому випадку змішаний коефіцієнт зв'язку є додатним $\dot{K}_{12} = 0,042 > 0$. Використовуючи рішення (2.24), визначаємо $K_{m1,2} = 0,13745$, а потім за допомогою (2.25) знаходимо $K_{e1,2} = -0,09545$. Нехай інвертор \hat{J}_{23} (Рис. 2.3б) формує лівосторонній нуль передачі $f_{z2} = 0,8$ ГГц. У цьому випадку змішаний коефіцієнт зв'язку є від'ємним $\dot{K}_{23} = -0,042 < 0$. Використовуючи знайдений розв'язок (2.24) і (2.25) визначаємо $K_{m23} = 0,07467$, $K_{e23} = -0,11667$.

Реалізацію отриманих змішаних коефіцієнтів зв'язку та зовнішньої добротності крайніх резонаторів здійснимо у схемі фільтра, показаного на Рис. 2.5а. Усі резонатори фільтра чвертьхвильові з характеристичним опором $Z_0 = 10$ Ом. Параметр крутості вхідної провідності b цього резонатора визначається рівністю $b = \pi/4Z_0$, яке при $Z_0 = 10$ Ом дає значення $b = 0,07854$ Ом⁻¹. Підставляючи значення $K_{m1,2} = 0,13745$, $b = 0,07854$ Ом⁻¹ і $f_0 = 1$ ГГц в формулу (2.29), визначаємо значення індуктивності першого контуру, що здійснює змішаний зв'язок, $L_{12} = 14,74$ нГн, підставляючи значення $K_{e1,2} = -0,09545$, $b = 0,07854$ Ом⁻¹ і $f_0 = 1$ ГГц в

формулу (2.30), визначаємо значення ємності першого контуру, що здійснює змішаний зв'язок, $C_{12} = 1,193$ пФ.

Підстановка значень $K_{m23} = 0,07467$ і $K_{e23} = -0,11667$ у вирази (2.29) та (2.30), відповідно, визначає значення індуктивності $L_{23} = 27,17$ нГн та ємності $C_{23} = 1,458$ пФ другого контуру, що забезпечує змішаний зв'язок (Рис. 2.5а).

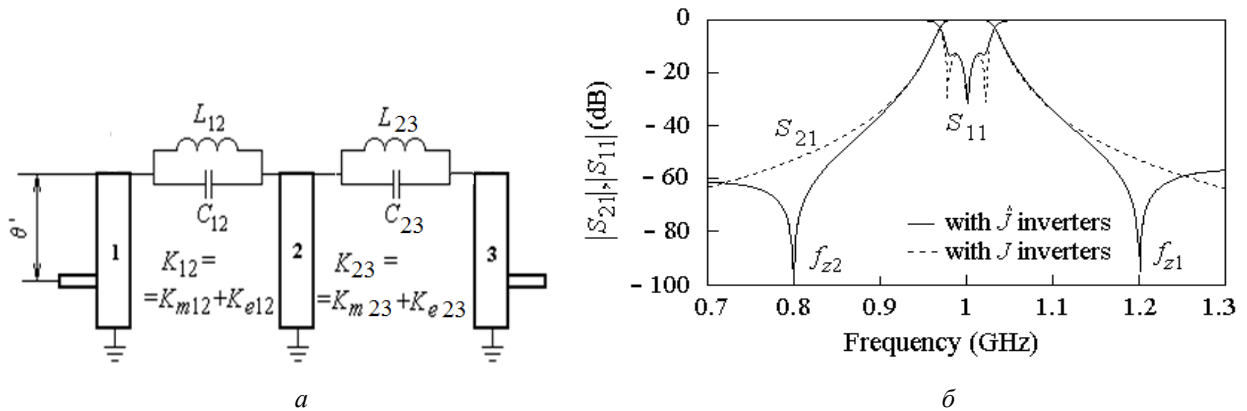


Рис. 2.5 СПФ третього порядку із змішаними зв'язками між суміжними резонаторами: Схема СПФ (а) і частотні характеристики (б).

Навантаження фільтра підключені кондуктивно до кінцевих резонаторів, координата їх підключення θ' відраховується від короткозамкненого кінця. За такого підключення навантажень зовнішня добротність кінцевих резонаторів розраховується за формулою [30]:

$$Q_e = R_L \pi / 4Z_0 \sin^2 \theta', \quad (2.31)$$

де $R_L = 50$ Ом. З виразу (2.31) можна визначити координату θ' , необхідну для забезпечення заданого значення Q_e

$$\theta' = \arcsin \sqrt{R_L \pi / 4Z_0 Q_e}. \quad (2.32)$$

Підставляючи в (2.32) вихідні значення $Q_e = 24,55$, $R_L = 50$ Ом, $Z_0 = 10$ Ом, отримуємо $\theta' = 23,58^\circ$.

Усі параметри фільтра зі змішаними зв'язками (Рис. 2.5а) визначено. Його промодельовані частотні характеристики представлені на Рис. 2.5б суцільними лініями. Фільтр має полюси згасання f_{z1} та f_{z2} на передбачуваних частотах. Пунктирними лініями на цьому ж малюнку показані частотні характеристики СПФ третього порядку з простими зв'язками між суміжними резонаторами.

2.7 Висновки

Розвинуто теорію СПФ зі зв'язками. Зокрема

1. Визначено, що змішаний зв'язок породжує в СПФ другого порядку нуль передачі (поліус згасання), який завжди розташований ближче до непарної моди коливань. Якщо змішаний зв'язок позитивний, то нуль передачі є правостороннім, якщо цей зв'язок негативний, то нуль передачі розташований ліворуч від смуги пропускання.
2. Встановлено взаємозв'язок між лінійною та звичайною формами представлення змішаного зв'язку. Показано, що частотна залежність лінійної форми представлення має негативний нахил.
3. Вперше запропоновано метод аналітичного синтезу СПФ зі змішаними зв'язками між суміжними резонаторами, заснований на використанні інверторів провідностей, що дозволяє спростити конструкцію фільтрів із заданим рівнем селективності.
4. Комп'ютерним моделюванням підтверджено достовірність основних положень, що використовуються при синтезі СПФ зі змішаними зв'язками між суміжними резонаторами.

Розділ 3. Методи розширення смуги загородження гребінчастих та решітчастих фільтрів із зосереджено-розподіленими параметрами

3.1 Вступ

На сьогодні, зосереджені елементи (ємності та індуктивності), що випускаються серійно, характеризуються малими габаритами та досить високою добротністю [51]. Ці особливості дозволяють включати їх до складу резонаторів, що призводить до СПФ із зосереджено-розподіленими параметрами. У таких фільтрах виник новий тип зв'язку між резонаторами, а саме зосереджено-розподілений змішаний зв'язок, який відкриває нові можливості для таких фільтрів. Отже, доцільно використати зазначені можливості для побудови СПФ із широкою смугою загородження.

Як відомо, СПФ із відрізків ліній передачі мають безліч смуг пропускання. Це обумовлено тим, що резонатори на основі передавальних довгих ліній мають ряд резонансних частот $f_n, n = 0, 1, 2, \dots$. Смуга пропускання, обумовлена нижчою резонансною частотою f_0 , називається основною, а інші смуги пропускання СПФ прийнято називати паразитними. Частотний інтервал між основною смугою пропускання та першою паразитною смугою пропускання, пов'язаною з резонансною частотою f_1 , прийнято називати смугою загородження. Чим ширша смуга загородження, тим краще.

Враховуючи важливість забезпечення широкої смуги загородження, раніше розроблено кілька методів розширення цієї смуги. Найбільш поширений підхід ґрунтується на віддаленні один від одного резонансних частот f_0 і f_1 [18], [52], [53], [54]. Це призводить до збільшення частотного інтервалу між цими резонансними частотами та розширення смуги загородження фільтра. Прийнято говорити, що резонатори із зазначеною властивістю мають “розряджений спектр” резонансних частот. До найпоширеніших методів розрядження спектру частот належать такі: використання ступінчасто-імпедансних резонаторів SIR (stepped impedance resonator) чвертьхвильового типу [52], SIR напівхвильового типу [53], кільцевих резонаторів [54]. Також використовуються резонатори, один

кінець яких короткозамкнуто, а інший навантажений конденсатором C з великим значенням ємності [18] — чим більше C , тим більше відношення f_1/f_0 .

В [55], [56], [57], [58] розвинуто метод розширення смуги загородження СПФ, заснований на придушенні першої паразитної смуги пропускання, пов'язаної з резонансною частотою f_1 . Це досягнуто рівністю нулю коефіцієнта зв'язку між резонаторами $K_1 = 0$ на першій паразитній резонансній частоті f_1 . Ще один метод заснований на підключенні до планарних СПФ (мікросмужкових та смужкових) одного або двох фільтрів нижніх частот [59].

Зауважимо, що жоден із перерахованих вище методів розширення смуги загородження не має явної переваги порівняно з іншими методами. Видається доцільним створення нових методів розширення смуги загородження СПФ, які будуть практично корисними, у тому числі і для СПФ зі змішаними зв'язками, що містять зосереджені елементи. Нижче пропонуються методи розширення смуги загородження гребінчастих та решітчастих СПФ.

3.2 Метод збільшення смуги загородження у гребінчастих фільтрах

Цей метод заснований на особливостях зміни антирезонансних частот $\lambda/4$ резонатора, пов'язаних із зміною координати підключення.

3.2.1 Траєкторії зміщення антирезонансних частот чвертьхвильового резонатора при переміщенні координати підключення

Без шкоди для загальності далі нехтуватимемо диссипативними втратами. При відсутності втрат вхідна провідність резонатора $B(\omega)$ є реактивною функцією з резонансними ω_{0n} і антирезонансними ω_{pn} частотами, що чергуються. Частоти ω_{0n} і ω_{pn} також називають критичними. На резонансних частотах вхідна провідність дорівнює нулю $B(\omega_{0n}) = 0$, а антирезонансні частоти ω_{pn} є полюсами вхідної провідності $B(\omega_{pn}) = \pm\infty$. Оскільки з цими частотами пов'язані смуги пропускання та полюси нескінченного згасання (нулі передачі) СПФ, то розташування цих критичних частот становить інтерес при побудові фільтрів.

Відомо, що резонансні частоти $\lambda/4$ резонаторів відносяться одна до одної як непарні числа. При цьому антирезонансні частоти, при традиційному підключенні до резонатора з боку розімкнутого кінця, відносяться одна до одної як парні числа. Однак традиційне уявлення порушується, якщо використовувати різні варіанти підключення до $\lambda/4$ резонаторів.

Далі проведено аналіз розподілу критичних частот входної провідності $B(\omega)$ чвертьхвильових резонаторів за різних варіантів підключення до них.

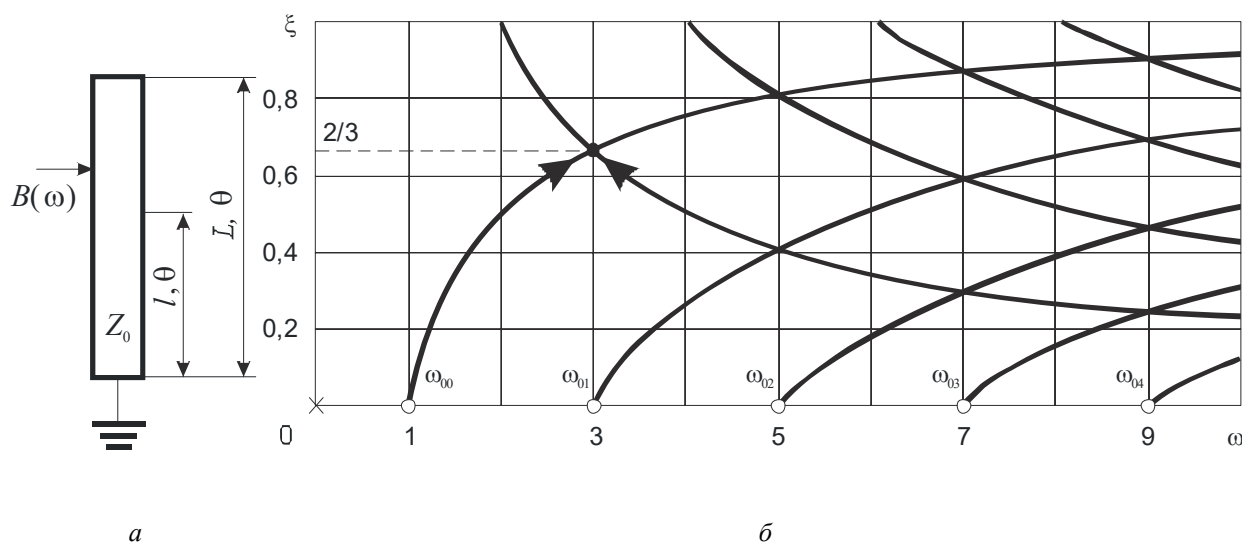


Рис. 3.1 Чвертьхвильовий резонатор при різних варіантах підключення: схематичне зображення (а) та траєкторії зміщення полюсів входної провідності $B(\omega)$ (б).

На Рис. 3.1а показано чвертьхвильовий резонатор довжиною L з характеристичним опором Z_0 . Точка, в якій контролюється входна провідність $B(\omega)$, розташована на відстані l від короткозамкнутого кінця резонатора. Для цього випадку запишемо вираз для входної провідності

$$B(\omega) = Z_0^{-1} \left[-\text{ctg} \left(\frac{\omega l}{v} \right) + \text{tg} \left(\frac{\omega(L-l)}{v} \right) \right] = -Z_0^{-1} \frac{\cos \left(\frac{\omega l}{v} \right)}{\sin \left(\frac{\omega l}{v} \right) \cos \left(\frac{\omega(L-l)}{v} \right)},$$

$$B(\omega) = Z_0^{-1} \left[-\text{ctg}(\xi\theta) + \text{tg}((1-\xi)\theta) \right] = -Z_0^{-1} \frac{\cos \theta}{\sin(\xi\theta) \cos((1-\xi)\theta)}, \quad (3.1)$$

де $\theta = \omega L/v$ — електрична довжина резонатора, v — швидкість поширення електромагнітної хвилі у лінії передачі, $\xi = l/L$ — нормована координата точки підключення ($0 < \xi \leq 1$).

Резонансним частотам ω_{0n} відповідає безліч резонансних електричних довжин θ_{0n} . Якщо відомі значення θ_{0n} , то відомі значення ω_{0n} , і навпаки. Прирівнюючи нулю чисельник (3.1), визначаємо електричні довжини при резонансі

$$\theta_{0n} = \frac{\pi}{2}(2n + 1). \quad (3.2)$$

Нижчу резонансну частоту ($n = 0$) прийнято називати основною, і для неї маємо $\theta_{00} = \pi/2$ і $\omega_{00} = (\pi/2)(v/L)$. Інші резонансні частоти $\omega_{01} = 3\omega_{00}$, $\omega_{02} = 5\omega_{00}$, ..., відносяться одна до одної як непарні числа.

Резонансні частоти резонатора, що розглядається, не залежать від координати ξ розташування входу, вони такі ж, як і при традиційному підключенні до резонатора, що відповідає значенню $\xi = 1$.

Антирезонансним частотам цього резонатора ω_{pn} , $n = 1, 2, \dots$, відповідають антирезонансні електричні довжини θ_{pn} , які можна визначити, прирівнявши нулю знаменник (3.1):

$$\sin(\xi\theta_{pn}) = 0, \quad \cos[(1 - \xi)\theta_{pn}] = 0. \quad (3.3)$$

Із (3.3) отримаємо:

$$\theta_{pn} = \frac{n\pi}{\xi}, \quad \theta_{pn} = \frac{(2n + 1)(\pi / 2)}{1 - \xi}. \quad (3.4)$$

Траєкторії зміщення антирезонансних частот ω_{pn} залежно від нормованої координати ξ підключення до резонатора (3.4) показані на Рис. 3.1б. Точки перетину кривих (Рис. 3.1б) з довільною горизонтальною прямою ($0 < \xi \leq 1$) відповідають антирезонансним частотам резонатора при координаті підключення ξ .

Нумерація антирезонансних частот в (3.4) є суто умовною. Приймавши в лівій рівності (3.4) $n = 1$, отримаємо траєкторію зміщення антирезонансної частоти $\theta_p = \pi/\xi$, яка відображена крайньою лівою кривою, що йде зверху–вниз. При значеннях $\xi \in (2/3; 1]$ ця частота є нижчою ω_{p0} . При $2/3 > \xi > 2/5$ її порядковий номер збільшується на одиницю ω_{p1} . При подальшому зменшенні ξ ($2/5 > \xi > 2/7$) станеться наступне збільшення порядкового номера ω_{p2} і т.д.

Залежність на Рис. 3.1б показує, що вздовж довжини резонатора L існують особливі точки з певними значеннями ξ , підключення до яких призводить до зникнення деяких резонансних частот. У цих точках дві антирезонансні частоти співпадають з резонансною частотою. Одна з них компенсує резонансну частоту, а інша стає на її місце. Внаслідок цього резонансна частота зникає, а її місце займає антирезонансна частота. На Рис. 3.1б стрілками показано наближення двох антирезонансних частот до резонансної частоти ω_{01} при $\xi \rightarrow 2/3$ з боку менших значень. При $\xi = 2/3$ усувається резонансна частота $\omega_{01} = 3\omega_{00}$. Для усунення наступної резонансної частоти $\omega_{02} = 5\omega_{00}$ можна використовувати одну з двох координат підключення $\xi = 2/5$ або $\xi = 4/5$. Придушення $\omega_{03} = 7\omega_{00}$ відбувається за однієї з трьох координат підключення $\xi = 2/7, 4/7, 6/7$. Загалом резонансна частота $(2n + 1)\omega_{00}$ буде усунена при n різних значеннях координати ξ : $2/(2n + 1), 4/(2n + 1), \dots, 2n/(2n + 1)$. У резонаторі, що розглядається, не можна придушити тільки основну резонансну частоту.

При побудові СПФ використовується параметр крутості провідності резонатора b (2.2). Підставляючи вхідну провідність $B(\omega)$ (3.1) в (2.2), отримуємо параметр крутості b для резонатора, що розглядається

$$b = \pi / 4Z_0 \sin^2(\xi\theta). \quad (3.5)$$

Якщо до резонатора, що розглядається, кондуктивно підключити навантаження R_L до точки з координатою ξ , то зовнішня добротність цього резонатора виразиться формулою

$$Q_e = R_L b = R_L \pi / 4Z_0 \sin^2(\xi\theta), \quad (3.6)$$

яка впливає з (3.5).

3.2.2 Схемотехнічне рішення гребінчастого фільтра

В окремому випадку, смуга загородження СПФ розшириться, якщо придушити паразитну смугу пропускання на частоті $3f_0$. Цього можна досягти, якщо навантаження підключити через зосереджені ємності до крайніх резонаторів у точках з координатою $\xi = 2/3$, як показано на Рис. 3.2а [60].

Фільтр на Рис. 3.2а є симетричним, і може містити будь-яке (парне та непарне) число резонаторів. Робоча смуга пропускання фільтра формується за рахунок зв'язку коливачів з основною (нижчою) резонансною частотою f_0 . Наступна резонансна частота f_1 породжує першу паразитну смугу пропускання на потрібній частоті $3f_0$. Резонансна частота f_2 породжує другу паразитну смугу пропускання на частоті $5f_0$, і т.д. Між основною та першою паразитною смугами пропускання розташовується смуга загородження фільтра.

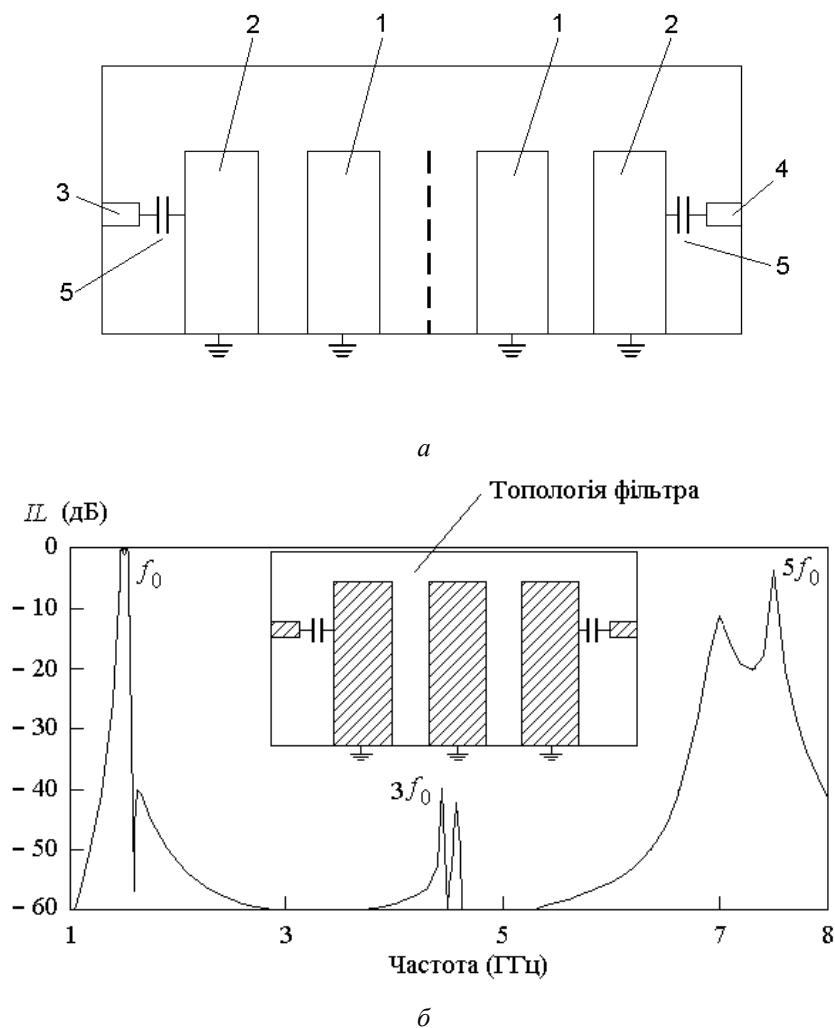


Рис. 3.2 Гребінчастий СПФ, який здійснює пригнічення паразитної смуги пропускання на частоті $3f_0$ [60]. Схема СПФ (а) та його частотні характеристики (б).

Зв'язок крайніх резонаторів фільтра з навантаженнями при кондуктивному підключенні відрізків 3 та 4 на основній резонансній частоті f_0 визначається зовнішньою добротністю Q_e (3.6). Чим менше Q_e , тим більший зв'язок з навантаженнями. Зовнішня добротність (3.6) залежить від відносної координати підключення відрізків 3 і 4. При значенні $\xi = 2/3$ величина Q_e буде досить малою, що

відповідає надлишковому зв'язку крайніх резонаторів з навантаженнями. Ємності 5 в запропонованому технічному рішенні виконують функцію зменшення (регулювання) зв'язку крайніх резонаторів з навантаженнями, що забезпечує відповідне узгодження фільтра з навантаженнями.

За наявності ємності C формула (3.6) непридатна для обчислення значень Q_e . У цьому випадку величину Q_e доцільно визначати, використовуючи ЕМ моделювання групового часу запізнення параметра S_{11} для резонатора з одностороннім навантаженням [61]:

$$Q_e = \pi f_0 \tau_{S_{11}}(f_0) / 2, \quad (3.7)$$

де $\tau_{S_{11}}(f_0)$ — час затримки на частоті f_0 . Використовуючи (3.7), можна побудувати графік залежності $Q_e = Q_e(C)$, за яким визначається значення ємності, відповідне необхідному значенню Q_e .

На Рис. 3.2б наведена промодельована за допомогою комп'ютерної програми Microwave Office (AWR) частотна характеристика внесених втрат ПЛ запропонованого смуго-пропускного гребінчастого фільтра мікросмужкової конструкції третього порядку. При моделюванні використана керамічна пластина з $\varepsilon_r = 9,8$ товщиною 1,905 мм. Центральна частота смуги пропускання фільтра $f_0 = 1,51$ ГГц. Паразитна смуга пропускання на частоті $3f_0$ придушена, що призвело до збільшення смуги загородження фільтра. Вибором ємностей 5 досягнуто гарне узгодження фільтра з навантаженнями, що характеризується коефіцієнтом стоячої хвилі за напругою КСХН $\leq 1,5$. Запропоноване технічне рішення поширюється на гребінчасті фільтри різних конструкцій: коаксіальні, мікросмужкові, смужкові, багатосарові.

3.2.3 Максимальний ефект розширення смуги загородження

Використання зазначених значень ξ призводить до придушення паразитних смуг пропускання у гребінчастому СПФ. Розширення смуги загородження характеризуватимемо відношенням $R = f_n' / f_0$, де f_n' — найближча до f_0 не придушена резонансна частота. Таблиця 3.1 відображає закономірність між числом k

спеціальних точок, що використовуються в гребінчастому СПФ, і максимально можливим значенням R .

Таблиця 3.1 Залежність максимального значення R від k для $\lambda/4$ резонатора

K	1	2	3	4	5	6	7
R	5	7	11	13	17	19	23

В Таблиця 3.1 використано той факт, що при використанні спеціальних значень ξ здійснюється придушення не одної, а кількох періодично розташованих резонансних частот $\lambda/4$ резонатора. Так, при $\xi = 2/3$ разом з $3f_0$ зникають резонансні частоти $9f_0, 15f_0, 21f_0$. Якщо ж $\xi = 2/5$ або $4/5$, то разом з $5f_0$ зникають резонансні частоти $15f_0, 25f_0, 35f_0$. Зазначені частоти є проявом періодичності функції вхідної провідності $B(f)$ (3.1). Якщо при вибраному значенні ξ придушується резонансна частота $(2n + 1)f_0$ ($n \in \mathbb{N}$), тоді крім цієї резонансної частоти будуть придушені кратні резонансні частоти. Таким чином, усі придушені частоти, з урахуванням першої виключеної частоти, описуються виразом:

$$f_{\text{пр}}^{\lambda/4} = 3(2n - 1)f_0, \quad n \in \mathbb{N}. \quad (3.8)$$

Доведемо це твердження. Згідно з включенням $\lambda/4$ резонатора (Рис. 3.1), стояча хвиля в резонаторі виникає тільки у випадку, коли в його довжину вкладається ціла кількість чвертей довжин хвиль. Тоді основний резонанс у такому резонаторі виникне у випадку, коли одна чверть довжини електромагнітної хвилі дорівнюватиме довжині резонатора, і ми отримуємо частоту основного резонансу f_0 . При цьому, автоматично формуються паразитні резонансні частоти $3f_0, 5f_0, 7f_0, \dots$, які відповідають збігу з довжиною резонатора трьох, п'яти, семи, і т.д., чвертей довжини хвилі, що поширюється. Будь-яке з особливих значень ξ , описаних вище, відповідає такій відстані від закороченого кінця $\lambda/4$ резонатора, при якому миттєве значення напруги електромагнітної хвилі дорівнює нулю. Тоді, вибір особливого значення ξ , довжина якого відповідає половині довжини хвилі від закороченого кінця (для прикладу), призводить до придушення резонансної

частоти $3f_0$, півдовжини хвилі якої дорівнює обраному значенню ξ . Отже, всі інші резонансні частоти, півдовжини хвилі яких вкладається непарну кількість разів у дану довжину, визначену обраним ξ , також будуть придушені. Для обраного прикладу такими частотами є хвилі, які мають непарну кількість напівхвиль, рівну 3, 5, 7, 9, і т.д. Резонансні частоти, які відповідають цим напівхвилям, визначаються як $9f_0$, $15f_0$, $21f_0$, $27f_0$, і т.д. Математичний запис зазначеної послідовності $3f_0, 9f_0, \dots$, дає вираз (3.8).

Наприклад, у гребінчастого фільтра другого порядку може використовуватися чотири різних координати підключення ($k = 4$) елементів зв'язку між резонаторами, а також між резонаторами та навантаженнями, що дозволить забезпечити значення $R = 13$ (Таблиця 3.1).

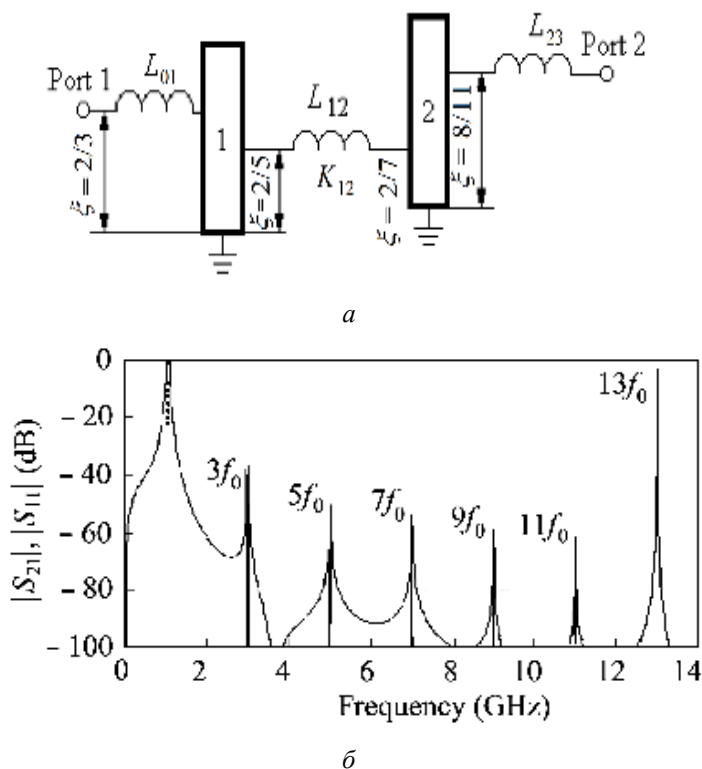


Рис. 3.3 Гребінчастий СПФ другого порядку з широкою смугою загородження. Схема СПФ (а) та його частотні характеристики (б).

Розглянемо фільтр (Рис. 3.3а), що містить два резонатори $\lambda/4$ з $Z_0 = 10$ Ом, і три індуктивності, з'єднані з чотирма особливими точками з координатами $\xi = 2/3, 2/5, 2/7, 8/11$. Це має призвести до розширеної смуги загородження, що характеризується відношенням $R = 13$ (Таблиця 3.1). Задамо параметри фільтра: $f_0 = 1$ ГГц; смуга пропускання $BW = 50$ МГц ($FBW = 0,05$); $L_{Ar} = 0,2$ дБ; $n = 2$. За

таблицями [18] знаходимо $g_0 = 1$, $g_1 = 1,0378$, $g_2 = 0,6745$, $g_3 = 1,5386$. Підставляючи ці значення g -параметрів і вихідні дані в (2.19) і (2.20), отримуємо $K_{12} = 0,0598$ і $Q_{e1} = Q_{e2} = Q_e = 20,756$.

Величина K_{12} реалізується індуктивністю L_{12} , яка підключена до точок резонаторів з координатами $\xi = 2/5$ і $\xi = 2/7$, що мають параметри крутості (3.5): $b_1 = 0,2273 \text{ Ом}^{-1}$ і $b_2 = 0,4172 \text{ Ом}^{-1}$ відповідно. Підставляючи K_{12} , b_1 і b_2 в (2.27), визначаємо значення індуктивності $L_{12} = 8,642 \text{ нГн}$. Для реалізації значення зовнішньої добротності $Q_e = 20,756$ використовуємо індуктивність $L_{01} = 14 \text{ нГн}$, підключену до першого резонатора ($\xi = 2/3$), та індуктивність $L_{23} = 15,44 \text{ нГн}$, підключену до другого резонатора ($\xi = 8/11$). Для визначення цих значень використано комп'ютерне моделювання та вираз (3.7). Вносимі втрати цього СПФ показано на Рис. 3.3б. Видно, що значення $R = 13$ таке саме, як і в Таблиця 3.1.

3.3 Метод збільшення смуги загородження у решітчастих фільтрах

Решітчасті СПФ містять $\lambda/2$ резонатори, які розташовуються паралельно один одному без взаємного зміщення. Метод, що пропонується, засновано на особливостях розташування резонансних та антирезонансних частот напівхвильового резонатора при різних координатах підключення до резонатора.

3.3.1 Траєкторії зміщення антирезонансних частот напівхвильового резонатора при переміщенні координати підключення

Розглянемо напівхвильовий резонатор, точка підключення до якого змінює свою координату.

На Рис. 3.4а показаний напівхвильовий резонатор, довжина якого L , а хвильовий опір Z_0 . Точка, в якій визначається вхідна провідність $B(\omega)$, знаходиться на відстані l від розімкнутого кінця резонатора. Використовуючи електричну довжину $\theta = \omega L$ і нормовану координату точки з'єднання $\xi = l/L$ ($0 < \xi \leq 1$), запишемо вираз для вхідної провідності

$$B(\omega) = Z_0^{-1} [\text{tg}(\xi\theta) + \text{tg}[(1-\xi)\theta]] = Z_0^{-1} \left\{ \sin\theta / [\cos\xi\theta \cos(1-\xi)\theta] \right\}. \quad (3.9)$$

Цей резонатор характеризується набором резонансів ω_{0n} , $n = 0, 1, 2$, що є нулями вхідної провідності $B(\omega)$. Цим частотам відповідає безліч резонансних електричних довжин θ_{0n} . Прирівнюючи чисельник (3.9) до нуля, визначаємо резонансні електричні довжини $\theta_{0n} = (n + 1)\pi$ і здійснюємо перехід до резонансних частот $\omega_{0n} = (n + 1)\pi/(L/v)$. Для найнижчої резонансної частоти ($n = 0$): $\theta_{00} = \pi$ і $\omega_{00} = \pi(v/L)$. Інші резонансні частоти $\omega_{01} = 2\omega_{00}$, $\omega_{02} = 3\omega_{00}$, ..., відносяться одна до одної як натуральні числа. Для цього резонатора (Рис. 3.4а) резонансні частоти не залежать від координати ξ підключення до резонатора, вони такі ж, як і при традиційному підключенні, що відповідає значенню $\xi = 0$ і 1.

Антирезонансні частоти цього резонатора ω_{pn} , $n = 0, 1, 2, \dots$ відповідають антирезонансним електричним довжинам θ_{pn} , які можна визначити, прирівнявши нулю знаменник (3.9):

$$\cos(\xi\theta_{pn}) = 0; \cos[(1 - \xi)\theta_{pn}] = 0. \quad (3.10)$$

З (3.10) отримуємо:

$$\theta_{pn} = (2n + 1)(\pi/2)/\xi; \theta_{pn} = (2n + 1)(\pi/2)/(1 - \xi). \quad (3.11)$$

Найнижча антирезонансна частота ($n = 0$) при $\xi = 1$ визначається з лівої рівності (3.11): $\theta_{p0} = \pi/2$ і $\omega_{p0} = (\pi/2)/(L/v)$. Інші антирезонансні частоти $\omega_{p1} = 3\omega_{p0}$, $\omega_{p2} = 5\omega_{p0}$, ..., відносяться одна до одної як непарні числа. При зміні координати підключення до резонатора, антирезонансні частоти ω_{pn} змінюють своє положення. На Рис. 3.4б показані траєкторії зміщення цих частот. З наведеної на Рис. 3.4б залежності видно, що по довжині резонатора L є спеціальні точки з певними значеннями ξ , підключення до яких призводить до зникнення деяких резонансних частот. Так, при $\xi = 1/2$ придушується основна резонансна частота ω_{00} , а також усі наступні резонансні частоти з парними номерами n . Для придушення наступної резонансної частоти $\omega_{01} = 2\omega_{00}$ можна використовувати одну з двох координат зв'язку $\xi = 1/4$ або $\xi = 3/4$. Придушення $\omega_{02} = 3\omega_{00}$ відбувається за трьох значень координати $\xi = 1/6, 3/6, 5/6$. У загальному випадку резонансна частота з номером n (ω_{0n}) буде придушена при $(n + 1)$ різних значеннях координати ξ : $1/2(n + 1)$; $3/2(n + 1)$; ...; $(2n + 1)/2(n + 1)$.

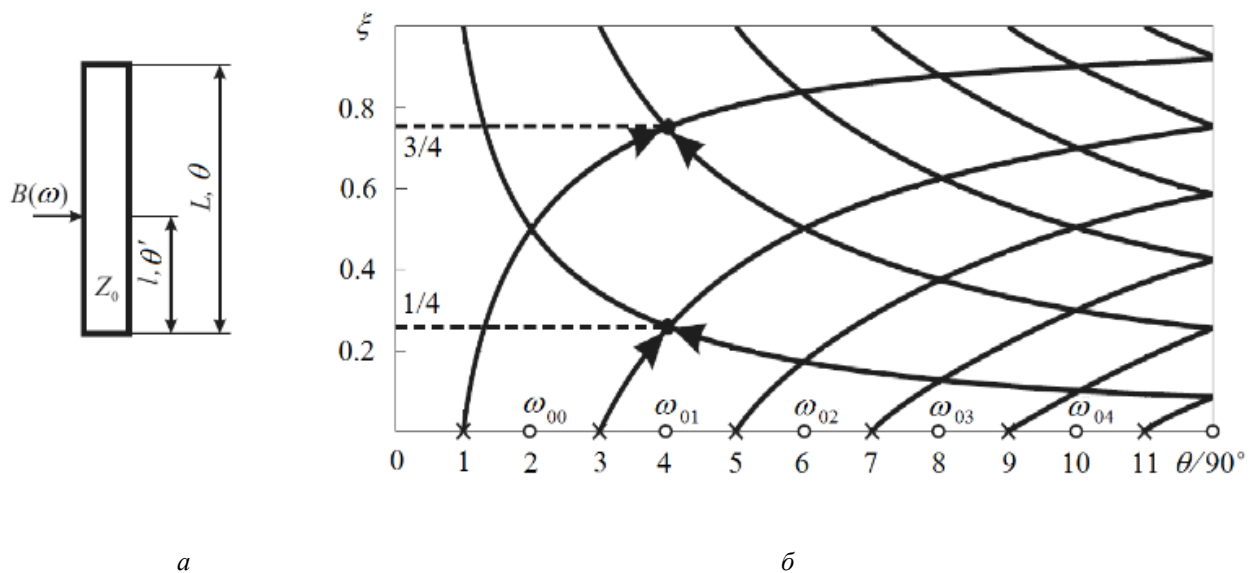


Рис. 3.4 Напівхвильовий резонатор при різних варіантах підключення: схема (а) та траєкторії зміщення полюсів вхідної провідності $B(\omega)$ (б).

При побудові СПФ використовується параметр крутості провідності резонатора b (2.2). Підставляючи вхідну провідність $B(\omega)$ (3.9) в (2.2), отримуємо параметр крутості b для резонатора, що розглядається

$$b = \pi / 2Z_0 \cos^2(\xi\theta). \quad (3.12)$$

Якщо до резонатора, що розглядається, кондуктивно підключити навантаження R_L до точки з координатою ξ , то зовнішня добротність цього резонатора буде визначатися за формулою

$$Q_e = R_L b = R_L \pi / 2Z_0 \cos^2(\xi\theta), \quad (3.13)$$

яка впливає з (3.12).

3.3.2 Схемотехнічне рішення решітчастого фільтра

В окремому випадку смуга загородження СПФ розшириться, якщо придумати паразитну смугу пропускання на частоті $2f_0$. Цього можна досягти, якщо навантаження підключити через зосереджені ємності до крайніх резонаторів у точках з координатою $\xi = 1/4$ або $3/4$, як показано на Рис. 3.5а [62].

Фільтр на Рис. 3.5а є симетричним, і може містити будь-яке (парне та непарне) число резонаторів. Робоча смуга пропускання фільтра формується за рахунок зв'язку коливань з основною (нижчою) резонансною частотою f_0 . Наступна

резонансна частота f_1 породжує першу паразитну смугу пропускання на подвоєній частоті $2f_0$. Резонансна частота f_2 породжує другу паразитну смугу пропускання на частоті $3f_0$, і т.д. Між основною та першою паразитною смугами пропускання розташовується смуга загородження фільтра.

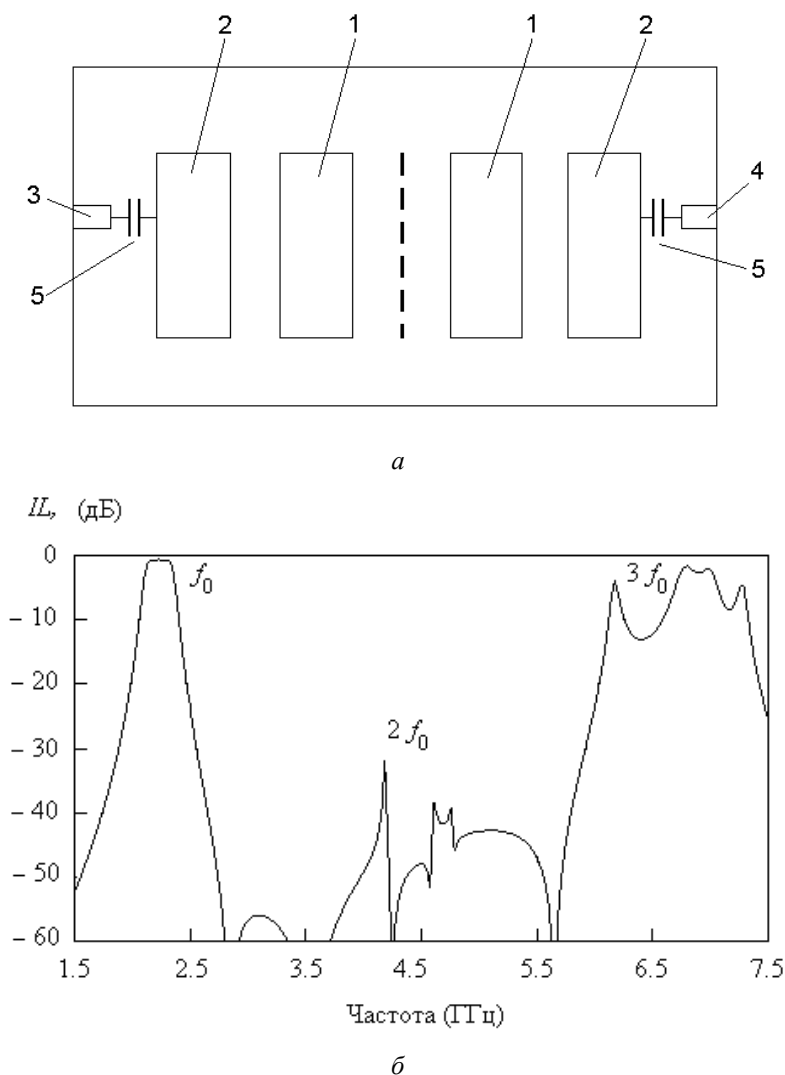


Рис. 3.5 Решітчастий СПФ, що здійснює придушення паразитної смуги пропускання на частоті $2f_0$ [62]. Схема СПФ (а) та функція внесених втрат (б).

Зв'язок крайніх резонаторів фільтра з навантаженнями при кондуктивному підключенні відрізків 3 і 4 на основній резонансній частоті f_0 визначається зовнішньою добротністю Q_e (3.13). Чим менше Q_e , тим більший зв'язок із навантаженнями. Зовнішня добротність (3.13) залежить від відносної координати підключення відрізків 3 і 4. При значенні $\xi = 1/4$ або $\xi = 3/4$ величина Q_e буде досить малою, що відповідає надлишковому зв'язку крайніх резонаторів з навантаженнями. Ємності 5 в запропонованому технічному рішенні виконують функцію

зменшення (регулювання) зв'язку крайніх резонаторів з навантаженнями, що забезпечує відповідне узгодження фільтра з навантаженнями. За наявності ємності C формула (3.13) непридатна для обчислення значень Q_e . У цьому випадку величину Q_e доцільно визначати, використовуючи ЕМ моделювання групового часу запізнення, та вираз (3.7).

На Рис. 3.5б наведена промодельована за допомогою комп'ютерної програми Microwave Office (AWR) частотна характеристика внесених втрат ПЛ запропонованого смуго-пропускного решітчастого фільтра мікросмужкової конструкції третього порядку. При моделюванні використана керамічна пластина з $\epsilon_r = 9,8$ товщиною 1,905 мм. Центральна частота смуги пропускання фільтра $f_0 = 2,2$ ГГц. Паразитна смуга пропускання на частоті $2f_0$ придушена, що призвело до збільшення смуги загородження фільтра. Запропоноване технічне рішення поширюється на смуго-пропускні решітчасті фільтри різних конструкцій.

3.3.3 Гранично досяжний ефект розширення смуги загородження

Використання зазначених значень ξ призводить до придушення паразитних смуг пропускання у решітчастому СПФ. Як і раніше, розширення смуги загородження характеризуватимемо відношенням $R = f_n'/f_0$, де f_n' — найближча до f_0 не придушена резонансна частота. Таблиця 3.2 відображає закономірність між числом k особливих точок, що використовуються в решітчастому СПФ, і максимально можливим значенням R .

Таблиця 3.2 Залежність максимального значення R від k для $\lambda/2$ резонатора

k	1	2	3	4	5	6	7
R	3	4	5	7	8	10	11

В Таблиця 3.2 використано той факт, що при особливих значеннях ξ здійснюється придушення не однієї, а кількох періодично розташованих резонансних частот $\lambda/2$ резонатора. Так, при значенні $\xi = 1/4$, разом з $2f_0$ зникають резонансні частоти $6f_0, 18f_0, \dots$. Якщо $\xi = 1/6, 1/2$ або $5/6$, то разом з $3f_0$ зникають резонансні

частоти $9f_0, 27f_0, \dots$. Зазначені частоти є проявом періодичності функції вхідної провідності $B(f)$ (3.9). Якщо при вибраному значенні ξ придушується резонансна частота $(n + 1)f_0$ ($n \in \mathbb{N}$), тоді крім цієї резонансної частоти будуть придушені кратні резонансні частоти. Таким чином, усі придушені частоти, з урахуванням першої придушеної частоти, описуються виразом:

$$f_{\text{пр}}^{\lambda/2} = \begin{cases} (n+1)f_0, & n=1, \\ 3(n+1)f_0, & n>1, \end{cases} \quad n \in \mathbb{N}. \quad (3.14)$$

Доведемо це твердження. Відповідно до включення $\lambda/2$ резонатора (Рис. 3.4), стояча хвиля в резонаторі виникає тільки у випадку, коли в його довжину вкладається ціле число напівхвиль. Тоді основний резонанс у такому резонаторі виникне у разі, коли половина довжини електромагнітної хвилі дорівнюватиме довжині резонатора, і отримуємо частоту основного резонансу f_0 . При цьому, автоматично формуються паразитні резонансні частоти $2f_0, 3f_0, 4f_0, \dots$, які відповідають збігу з довжиною резонатора двох, трьох, чотирьох, і т.д., напівхвиль хвилі, що поширюється.

Будь-яке із спеціальних значень ξ , описаних вище, відповідає такій відстані від кінця $\lambda/2$ резонатора, при якому миттєве значення напруги електромагнітної хвилі дорівнює нулю. Тоді вибір особливого значення ξ , довжина якого відповідає чверті довжини хвилі від кінця (для прикладу), призводить до придушення резонансної частоти $2f_0$, чверть довжини хвилі якої дорівнює обраному значенню ξ . Отже, всі інші резонансні частоти, чверть довжини хвилі яких вкладається непарну кількість разів у цю довжину, визначену обраним ξ , також будуть придушені.

Для обраного прикладу такими частотами є хвилі, які мають непарну кількість чвертей хвилі, що дорівнює 3, 9, 27, і т.д. Резонансні частоти, які відповідають цим чвертям хвилі, визначаються як $6f_0, 18f_0, 54f_0$, і т.д. Математичний запис зазначеної послідовності $2f_0, 6f_0, 18f_0, \dots$, дає вираз (3.14).

Так, у решітчастого фільтра другого порядку можна використовувати чотири ($k = 4$) різних координати підключення елементів зв'язку між резонаторами,

а також між резонаторами та навантаженнями, що дозволить забезпечити значення $R = 7$ (Таблиця 3.2).

3.4 Методика проектування СПФ із зосереджено-розподіленими змішаними зв'язками між суміжними резонаторами

Як зазначалося, практичний інтерес, наприклад для використання в дуплексах, представляють СПФ з розширеною смугою загородження, які мають одночасно підвищену односторонню вибірковість. Розширити смугу загородження можна за допомогою методів, запропонованих у параграфах 3.2 і 3.3. Для забезпечення підвищеної односторонньої вибірковості СПФ можна використовувати змішані зв'язки між суміжними резонаторами, які забезпечують нулі передачі на дійсних частотах. Метод дизайну СПФ із змішаними зв'язками між суміжними резонаторами запропоновано у параграфі 2.4. Якщо змішаний зв'язок між резонаторами СПФ є зосереджено-розподіленим, то послідовність проектування таких фільтрів складатиметься з декількох етапів і матиме певні особливості.

Розглянемо ці особливості на прикладі мікросмужкового гребінчастого СПФ другого порядку (Рис. 3.6а,б) із зосередженими елементами. При підключенні навантажень через індуктивності L до координат $\xi = 2/3$ придушується паразитна смуга пропускання на частоті $3f_0$. Між резонаторами фільтра діє змішаний зв'язок $K'_{12} = K_{m12} + K_{e12}$. Магнітна складова K_{m12} змішаного зв'язку K'_{12} розподілена по довжині резонаторів. Електрична компонента K_{e12} складається із двох частин. Одна з яких розподілена за довжиною резонаторів, а інша реалізована зосередженим конденсатором з координатою підключення $\xi = 2/5$.

Задамо параметри СПФ: $f_0 = 1$ ГГц; $BW = 30$ МГц ($FBW = 0,03$), $L_{Ar} = 0,2$ дБ, $f_z = 0,85$ ГГц. Нуль передачі розташовано ліворуч від f_0 , що має забезпечити підвищену лівосторонню вибірковість. Фільтр реалізовано на підкладці ТММ-10і (Rogers), $\epsilon_r = 9,8$, $\text{tg}\delta = 0,002$, товщина якої $h = 1,905$ мм. У фільтрі використовуються резонатори $\lambda/4$ довжиною $L = 29,2$ мм та шириною $w = 3$ мм ($Z_0 = 38,4$

Ом). Коротке замикання на кінцях резонаторів виконано металізованими отворами діаметром 0,4 мм. Фільтр займає площу 36×15 мм. Проектування цього СПФ складається з кількох етапів.

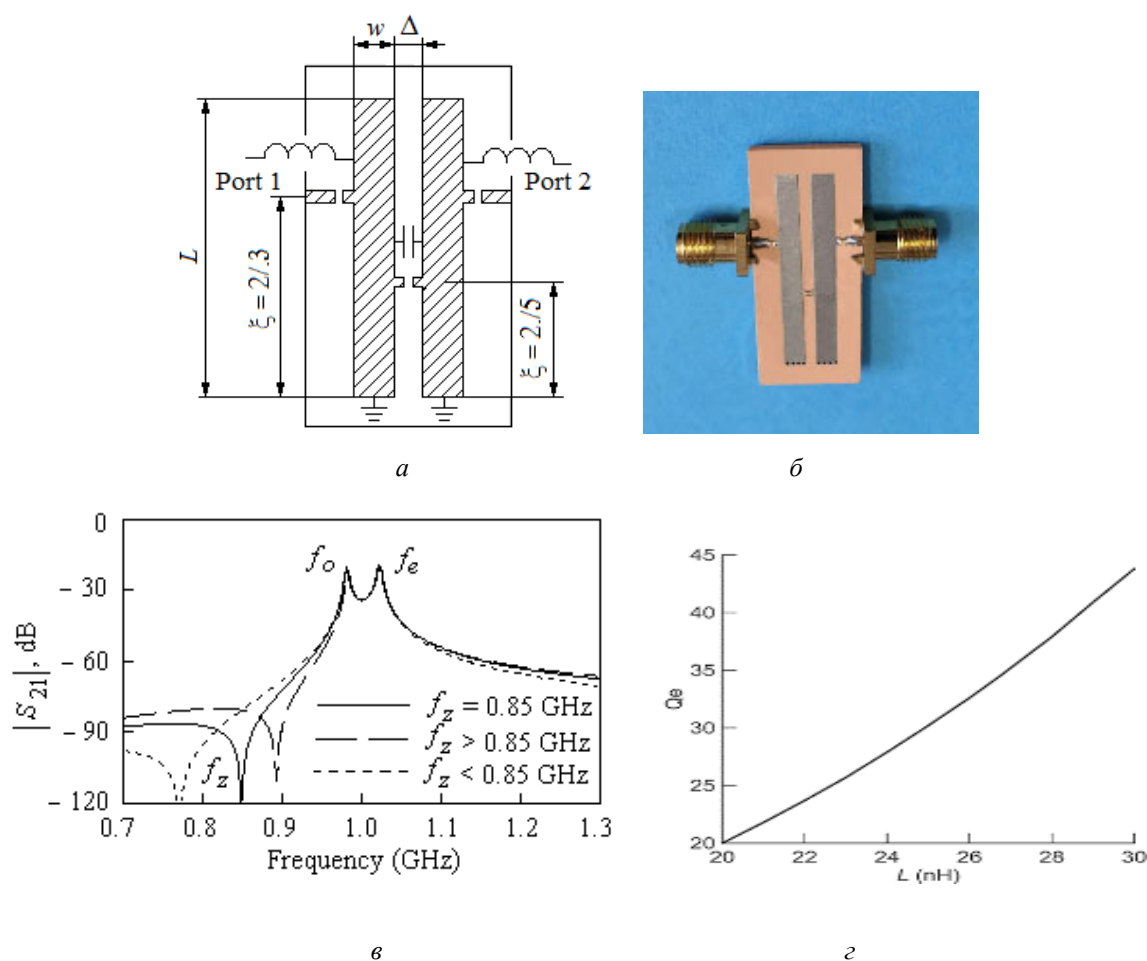


Рис. 3.6 Мікросмушковий гребінчастий зосереджено-розподілений СПФ другого порядку: топологія: $L = 29,2$ мм, $w = 3$ мм, $\Delta = 1,6$ мм (а), фотографія виготовленого фільтра (б), характерні частоти f_0 , f_e та f_z (в) і залежність зовнішньої добротності Q_e від величини індуктивності L (г).

Етап 1. З [18] знаходимо g-параметри для $n = 2$ і $L_{Ar} = 0,2$ дБ: $g_1 = 1,0378$, $g_2 = 0,6745$. Підставляючи ці значення і $FBW = 0,025$ (2.26), отримуємо $|K_{12}| = 0,0358$. Підстановка цих же величин в (2.20) дає $Q_e = 34,59$.

Етап 2. Використовуючи розташування нуля передачі $f_z = 0,85$ ГГц відносно центральної частоти $f_0 = 1$ ГГц та отримане рішення (2.23), визначаємо компоненти змішаного зв'язку $K_{m12} = 0,0932$, $K_{e12} = -0,129$, а також значення $\dot{K}_{12} = -0,03$. Величина \dot{K}_{12} у цьому випадку є від'ємною.

Наступні етапи 3 та 4 є етапами реалізації отриманих значень $K_{12} = -0,03$, $K_{m12} = 0,0932$, $K_{e12} = -0,129$ і $Q_e = 34,59$ в конструкції мікросмушкового фільтра із зосередженими елементами, показаного на Рис. 3.6а,б. На цих етапах використовується комп'ютерне ЕМ-моделювання.

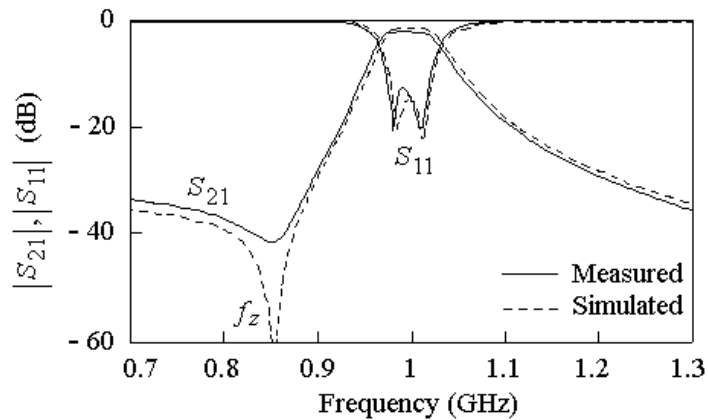
Етап 3. Реалізація заданого коефіцієнта змішаного зв'язку здійснюється вибором зазору Δ між резонаторами і значення зосередженої ємності C . Для цього використовуємо вираз (2.10) $K_{12} = (f_o^2 - f_e^2)/(f_o^2 + f_e^2)$ і знайдемо парну $f_e = 1018$ МГц і непарну $f_o = 982$ МГц моди, що відповідають значенням $K_{12} = -0,0358$ і $f_o = 1$ ГГц.

На Рис. 3.6в показано частотні характеристики СПФ, коли резонатори слабо пов'язані з навантаженнями. Результати моделюються за допомогою програмного забезпечення Microwave Office (AWR). Значення Δ і C варіюються таким чином, щоб два піки на кривій внесених втрат збігалися з частотами $f_e = 1018$ МГц і $f_o = 982$ МГц. У цьому випадку частота нуля передачі f_z буде різною, і відповідатиме різним парам $\{\Delta_i, C_i\}$. Значення $\Delta = 1,6$ мм та $C = 1,02$ пФ забезпечують положення нуля передачі на заданій частоті $f_z = 0,85$ ГГц і призводять до необхідних значень компонентів змішаного зв'язку: $K_{m12} = 0,0932$, $K_{e12} = -0,129$.

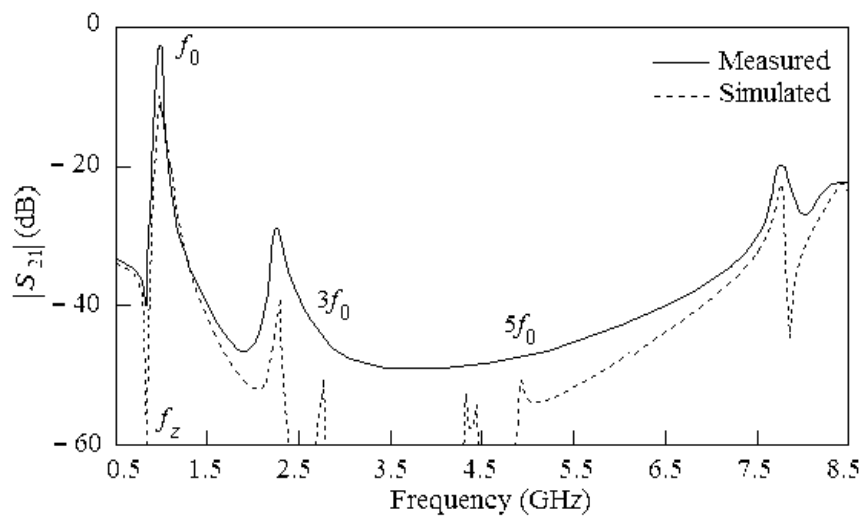
Етап 4. Щоб отримати необхідне значення $Q_e = 34,59$, використовуємо ЕМ-моделювання та вираз (3.7). На основі цієї формули на Рис. 3.6г побудовано залежність зовнішньої добротності Q_e від величини індуктивності навантаження L . Необхідне значення $Q_e = 34,59$ забезпечується індуктивністю $L = 26,8$ нГн. Усі параметри фільтра визначено.

Розглянутий фільтр (Рис. 3.6а,б) використовує дві котушки індуктивності MLO® (компанія AVX) з $L = 27$ нГн (тип корпусу 0402, $Q_L = 30$ на частоті 1 ГГц) [51] і конденсатор $C = 1$ пФ. Частотні характеристики фільтра представлено на Рис. 3.7. Виміряні параметри фільтра за допомогою векторного аналізатора кіл (Anritsu MS46112A, 1 МГц ... 20 ГГц) в лабораторії радіотехнічного факультету: $f_o = 1$ ГГц; $BW = 30$ МГц; $IL_0 = 1,5$ дБ; $RL > 13,5$ дБ; $f_z = 0,85$ МГц.

Отже, запропонована методика проектування дозволила забезпечити точне розташування нуля передачі в мікросмужковому гребінчастому СПФ другого порядку зі змішаним зосереджено-розподіленим зв'язком та розширеною смугою загородження.



a



b

Рис. 3.7 Частотні характеристики СПФ (Рис. 3.6) у вузькій (а) та широкій (б) смузі частот.

3.5 ВИСНОВКИ

1. Запропоновано методи розширення смуги загородження гребінчастих та решітчастих фільтрів із зосереджено-розподіленими параметрами, які основані на аналізі траєкторій зміщення антирезонансних частот шляхом зміни координат підключення відповідно до чвертьхвильових та півхвильових резонаторів.

2. Розроблено схемотехнічні рішення гребінчастого та решітчастого фільтрів з розширеною смугою загородження. Показано, що шляхом зміни кількості використаних особливих точок можна збільшувати ширину смуги загородження гребінчастих та решітчастих фільтрів до 7 разів по відношенню до ширини звичайної смуги загородження.
3. Запропоновано і перевірено експериментально методику проектування СПФ із зосереджено-розподіленими змішаними зв'язками між суміжними резонаторами, яка забезпечує можливість визначити величини всіх зосереджених і розподілених елементів, які використовуються в гребінчастих та решітчастих фільтрах запропонованої конструкції.

Розділ 4. Розширення функціональних можливостей багатомодових резонаторів та фільтрів на їх основі

4.1 Вступ

Смуго-пропускні фільтри (СПФ) займають особливе місце у науковій літературі останніх років [63], [64], [65], [66], [67], [68], [69]. СПФ містять резонатори, які можуть бути реалізовані з використанням відрізків лінії передачі. Особливу роль відіграють двомодові резонатори та СПФ на їх основі [70], [71], [72], [73], [74], [75], [76], [77], [78], [79], [80], [81], [82], [83], [13], [84], [85], [86]. Двомодові резонатори мають широку сферу застосування. Вони використовуються в дводіапазонних СПФ [84], [85], [86], [87], [88], [89], [90], [91] як основні елементи різних балансних фільтрів [92], використовуються в багатосмугових багатомодових системах зв'язку, побудованих на базі програмно-визначуваного радіо SDR (Software Defined Radio) [93], є основою для переходу до тримодових резонаторів [94], [95].

В [70] вперше встановлено, що кільцевий резонатор має двомодові коливання. Після цього опубліковано багато робіт з фільтрів із двомодовими кільцевими резонаторами [71], [72], [73], [74]. Двохмодовий резонатор з горизонтальним напівхвильовим сегментом і чвертьхвильовим розімкненим шлейфом, підключеним до середини, запропоновано в [75]. Цей Т-подібний резонатор використано в двомодових СПФ, які можливо [78], [79], або неможливо [76], [77] налаштувати.

В [80] запропоновано інший двомодовий резонатор. Він має напівхвильовий резонатор з розімкненими кінцями, та короткозамкнутий металізований отвір у його середній частині. У цьому випадку цей отвір описується шунтувальною індуктивністю [81] або короткозамкнутим шлейфом малої довжини [82]. Можливо замінити його на петлевий двомодовий резонатор, якщо до його відкритих кінців підключити конденсатор [13], [83].

Конструктивними елементами цих двомодових резонаторів використовуються однорідні сегменти ліній передачі. Ці сегменти мають особливе еквідистантне розміщення резонансних частот $f_i, i = 1, 2, \dots$, в результаті чого параметри двомодових резонаторів, що використовують ці відрізки лінії, мають обмеження.

Відомо, що відрізки ліній передачі з плавною [96], [97] та ступінчастою зміною імпедансу [15], [16], [98], [99] дозволяють змінювати співвідношення між резонансними частотами цих ліній. Лінії передачі зі ступінчастою зміною опору широко використовуються в різних задачах [15], [16], [98], [99]. Пропонується використовувати ці переваги для двомодових резонаторів.

Очікується, що використання ступінчато-імпедансного відрізка лінії передачі SILS (stepped-impedance transmission line segment) покращить деякі характеристики існуючих двомодових резонаторів: розширить смугу загородження між основним двомодовим колюванням і найближчим паразитним колюванням; зменшить розмір; збільшить робочі частоти.

Окрім того, необхідно мати можливість змінювати взаємне розташування двох смуг пропускання в широких межах у дводіапазонних СПФ. Очевидно, що у разі, коли положення смуг пропускання відповідає смугам робочих частот, то фільтр буде затребуваним. Вирішення поставлених завдань може бути отримане за рахунок спеціального розміщення резонансних частот SILS.

Відношення $m = Z_{0\max}/Z_{0\min}$ є важливим розрахунковим параметром SILS. При розробці смужкових або мікросмужкових ліній передачі цей параметр не перевищує значення $m \approx 5$. Наявність обмеження значення параметра m призводить до необхідності проведення оптимального синтезу. Тому потрібно отримати необхідне співвідношення між резонансними частотами при мінімальному значенні $m = m_{\min}$.

Для розв'язання цієї задачі використано метод оптимізації резонаторів [100]. Цей метод параметричного синтезу дозволяє синтезувати SILS з мінімальним значенням m . Скористаємося цим методом для синтезу конструктивних елементів двомодових резонаторів. Зазначимо, що цей метод має значну загальність.

Це призводить до рішень, які є найкращими серед усіх видів сегментів ліній передачі з плавною та ступінчастою зміною опору. Далі використовуються резонансні рівняння, встановлені в [101], [102]. Відмітимо, що традиційний аналіз із використанням парних/непарних мод у цьому випадку має обмеження.

Нижче розглянуто двомодові резонатори, що не настроюються, при різних способах їх включення. Спочатку вирішена задача синтезу конструктивних елементів двомодових резонаторів із розімкненими кінцями та вивчено їх властивості. Потім синтезовано конструктивні елементи двомодових резонаторів із короткозамкненими кінцями, та досліджено їх властивості. Для перевірки отриманих розв'язків створено експериментальні зразки фільтрів, та проведено порівняння результатів симуляції та експерименту.

4.2 Двомодові резонатори з розімкненими кінцями

Розглянемо симетричні двомодові резонатори [75], [80], показані на Рис. 4.1а,б, відповідно. У цих резонаторах використаний горизонтальний відрізок лінії передачі напівхвильової довжини з розімкненими кінцями, а шлейф із розімкненим або короткозамкненим кінцем приєднаний до середини горизонтального відрізка.

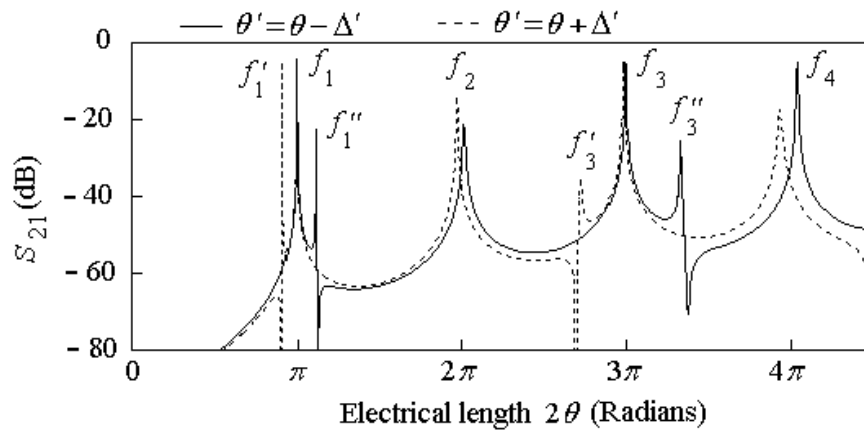
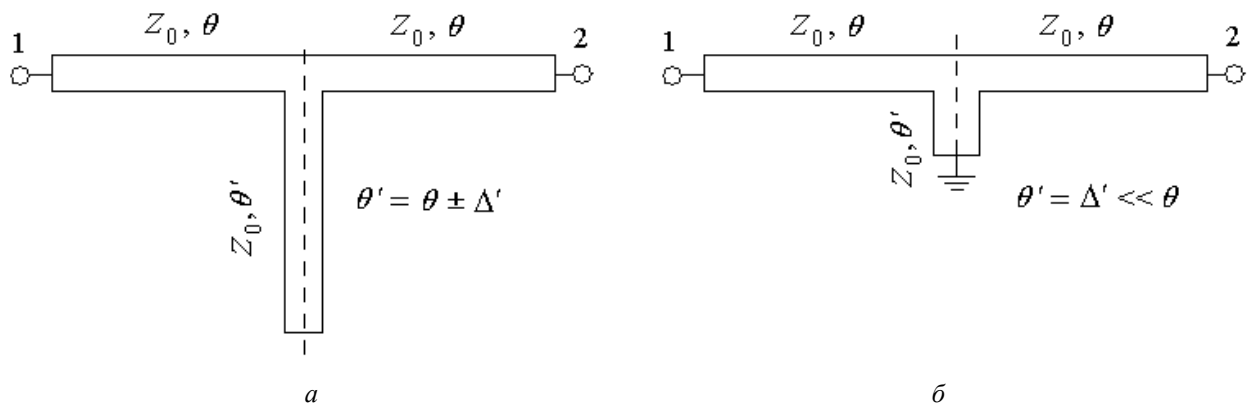
4.2.1 Рівняння резонансу

Представимо кожен резонатор у вигляді чотиріполюсника з матрицею передачі $[ABCD]$. Для схеми без втрат рівняння резонансу [101] має вигляд: $C = 0$. В цьому випадку вхідна $Y_{вх}$ і вихідна $Y_{вих}$ провідності дорівнюють нулю: $Y_{вх} = C/A = 0$; $Y_{вих} = C/D = 0$. Оскільки чотиріполюсник симетричний, виразимо її передавальну матрицю $[ABCD]$ через передавальну матрицю $[A'B'C'D']$ її лівої половини [103]. В результаті рівняння $C = 0$ розбивається на дві умови [101]

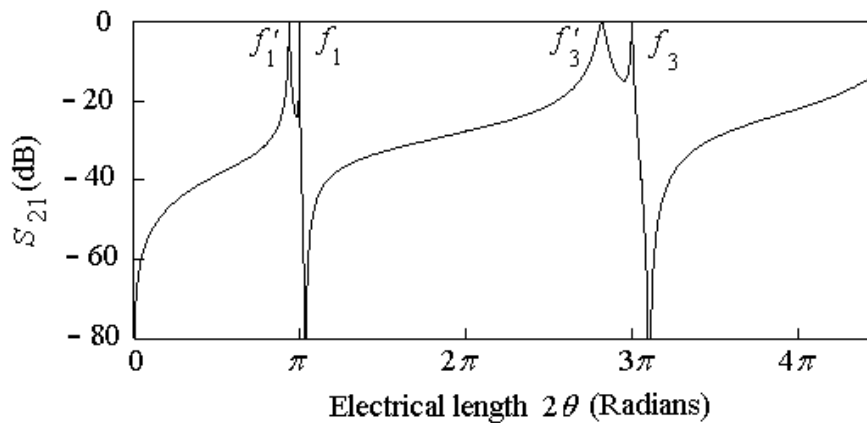
$$C' = 0, \quad (4.1)$$

$$D' = 0. \quad (4.2)$$

Якщо порівняти стандартну умову $Y_{вх} = 0$ та отримані рівняння, то умови (4.1), (4.2) легше скласти та аналізувати.



б



в

Рис. 4.1 Двомодовий резонатор із розімкненими кінцями з однорідних сегментів лінії передачі. Топологія резонатора з розімкненим (а) та короткозамкненим шлейфом малої довжини (б), резонансні частоти першого (в) та другого (г) резонатора.

4.2.2 Властивості резонаторів із однорідними лініями передачі

Запишемо резонансні рівняння для резонаторів, які представлені на Рис. 4.1. Для цього скористаємося вхідною провідністю шлейфу Y_s , яка визначається в точках його приєднання до відрізка лінії передачі, та матрицею передачі $[abcd]$

лівої половини чотириполюсника, як зазначено вище. Тоді матрицю $[A'B'C'D']$ можна подати у вигляді добутку двох матриць [103]:

$$\begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_s/2 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a + bY_s/2 & b \\ c + dY_s/2 & d \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

З урахуванням (4.3) умови (4.1) та (4.2) набувають вигляду:

$$d = 0, \quad (4.4)$$

$$Y_s + 2c/d = 0. \quad (4.5)$$

Перетворимо матрицю $[abcd]$ для однорідної ділянки лінії передачі [61] з параметрами Z_0 та θ :

$$\begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ_0 \sin \theta \\ jZ_0^{-1} \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}. \quad (4.6)$$

В результаті, рівняння (4.4) та (4.5) набувають вигляду:

$$\cos \theta = 0, \quad (4.7)$$

$$Y_s + j2Z_0^{-1} \operatorname{tg} \theta = 0. \quad (4.8)$$

Тут (4.7) описує наступні резонансні електричні довжини

$$\theta_n = \pi/2, 3\pi/2, 5\pi/2, \dots \quad (4.9)$$

А рівняння (4.8) визначає іншу частину резонансних електричних довжин. Це залежить від параметрів використовуваних шлейфів. В цьому випадку вхідна провідність шлейфу на Рис. 4.1а дорівнює $Y_s = jZ_0^{-1} \operatorname{tg}(\theta \pm \Delta')$, і (4.8) набуває вигляду:

$$\operatorname{tg}(\theta \pm \Delta') + 2 \operatorname{tg} \theta = 0. \quad (4.10)$$

Рівняння (4.10) дає розв'язок електричних довжин θ , для яких функція $\operatorname{tg} \theta = \pm \infty$ або 0. При $\operatorname{tg} \theta = \pm \infty$, розв'язки (4.10) дають резонансні довжини, що задовольняють наближену рівність

$$\theta_n \approx \pi/2, 3\pi/2, 5\pi/2, \dots \quad (4.11)$$

Електричні довжини (4.11) розташовані поблизу електричних відрізків (4.9), праворуч або ліворуч від них. У цьому випадку формуються двомодові коливання.

При $\operatorname{tg}\theta = 0$, розв'язки (4.10) дають резонансні довжини, що задовольняють іншій наближеній рівності

$$\theta_n \approx \pi, 2\pi, 3\pi, \dots \quad (4.12)$$

Рівняння (4.12) визначає звичайні (одномодові) коливання. В результаті резонатор, що розглядається, має двомодові і одномодові коливання, що чергуються один з одним. Вносимі втрати цього резонатора представлено на Рис. 4.1в для випадку, коли навантаження мають слабкий зв'язок з резонатором. Коротший ($\theta' = \theta - \Delta$) та довший відрізок ($\theta' = \theta + \Delta$) представлені суцільною та пунктирною лініями відповідно.

Частина резонансних електричних довжин резонатора (Рис. 4.1б), як і раніше, приймає значення (4.9). Оскільки вхідна провідність шлейфу змінилася $Y_s = -jZ_0^{-1}\operatorname{ctg}\Delta'$, то рівняння резонансу (4.8) набувають вигляду

$$-\operatorname{ctg}\Delta' + 2\operatorname{tg}\theta = 0. \quad (4.13)$$

Розв'язки (4.13) дають резонансні електричні довжини (4.11), розташовані поруч із електричними довжинами (4.9), зліва від них. У цьому випадку формуються двомодові коливання. Резонатор на Рис. 4.1б має лише двомодові коливання. Його резонансні частоти показано на Рис. 4.1г.

Використовуючи (4.7) і (4.8), можна визначити резонансні частоти цих резонаторів та коефіцієнт зв'язку K між сусідніми двомодовими коливаннями [61]

$$K = \frac{f_{\text{н}}^2 - f_{\text{п}}^2}{f_{\text{н}}^2 + f_{\text{п}}^2}, \quad (4.14)$$

де $f_{\text{н}}$ і $f_{\text{п}}$ — непарні та парні моди.

4.2.3 Синтез структурних елементів лінії передачі із ступінчастою зміною опору

Резонансні частоти f_1, f_1' або f_1, f_1'' двомодових коливань на Рис. 4.1в,г утворюють основну смугу пропускання. Інші резонансні частоти є паразитними і мають бути видалені з основної смуги пропускання. Для резонатора на Рис. 4.1а необхідно збільшити відношення резонансних частот f_2/f_1 , а для резонатора на Рис. 4.1б потрібно збільшити відношення f_3/f_1 . Важливим елементом цих резона-

торів є горизонтальний відрізок, що має електричну довжину 2θ . Оскільки відрізок має довжину напівхвилі, його резонансні частоти утворюють ряд, аналогічний натуральним числам $1:2:3\dots$. Ця закономірність призводить до значення $f_2/f_1 = 2$ для Рис. 4.1в і до співвідношення $f_3/f_1 = 3$ для Рис. 4.1г.

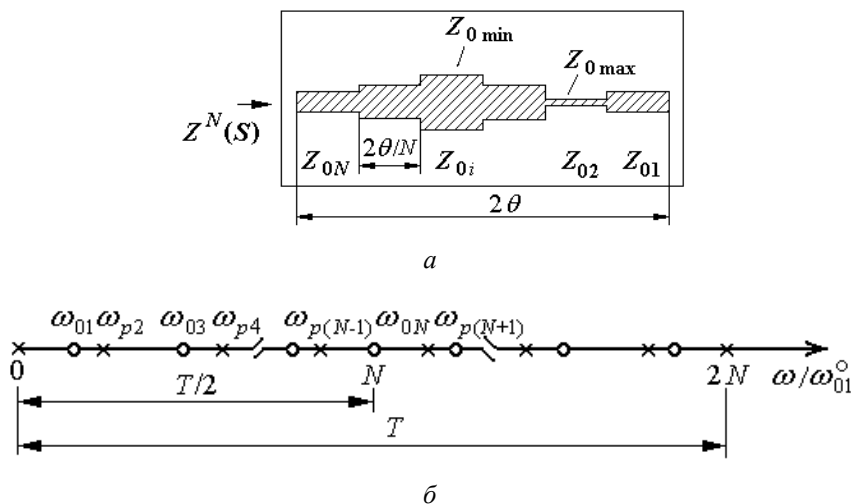


Рис. 4.2 SILS з сегментами однакової електричної довжини та розімкненими кінцями. Топологія (а) та критичні частоти вхідного імпедансу (б).

Замінімо цей однорідний сегмент на SILS (Рис. 4.2а), що містить N більш коротких сегментів однакової довжини. Електрична довжина всього сегмента дорівнює 2θ , а електрична довжина однієї невеликої ділянки дорівнює $2\theta/N$. При використанні частотної змінної Річарда (Richard's) [15]

$$S = j\Omega = j\text{tg}(2\theta / N), \quad (4.15)$$

матриця передачі SILS записується як [16]:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = (1 - S^2)^{-N/2} \times \begin{bmatrix} a_0 + a_2 S^2 + \dots + a_N S^N & a_1 S + a_3 S^3 + \dots + a_{N-1} S^{N-1} \\ b_1 S + b_3 S^3 + \dots + b_{N-1} S^{N-1} & b_0 + b_2 S^2 + \dots + b_N S^N \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

де N — парне число. Якщо N непарне, вищі ступені поліномів змінюються місцями. Коефіцієнти поліномів — позитивні числа, що залежать від характеристичних опорів Z_{0i} , $i = 1, 2, \dots, N$. Для визначення коефіцієнтів (4.16) при різних значеннях N скористаємося рекурентним виразом [16], [100]. Для випадку $N \leq 4$ ці коефіцієнти представлені у Додатку 1.

Із (4.16) випливає, що вхідний опір SILS, що розглядається, залежно від частотної змінної S (4.15) описується функцією реактивного опору ступеня N

$$Z^N(S) = \frac{A}{C} = \frac{a_0 + a_2 S^2 + \dots + a_N S^N}{b_1 S + b_3 S^3 + \dots + b_{N-1} S^{N-1}} \quad (4.17)$$

На Рис. 4.2б показано розподіл полюсів і нулів вхідного імпедансу (4.17), які є резонансними та антирезонансними частотами SILS. Зазвичай ці частоти називають критичними. Припустимо, що вісь частот нормована щодо першої антирезонансної частоти ω_{01}° однорідного напівхвильового резонатора. При цьому критичні частоти цього резонатора збігаються з натуральними числами 1:2:3...

Ці частоти періодично розміщуються з періодом $T = 2N$, що відповідає електричній довжині $2\theta/N = \pi$ складового сегмента. Вони мають міжперіодну симетрію. У разі суцільної нумерації, частота з номером N є центром симетрії, вона може бути як нулем, так і полюсом Z^N , залежно від парності числа N . Вона не залежить від характеристичних опорів Z_{0i} , оскільки відповідає електричній довжині $2\theta/N = \pi/2$, при якій частотна змінна $S = j\infty$. Перші $(N - 1)$ критичні частоти повністю визначають частотний спектр SILS. Частоти правої половини є дзеркальним відображенням частот лівої половини першого періоду.

Певне співвідношення між двома початковими критичними частотами (Рис. 4.2б) можна реалізувати за допомогою набору функцій $\{Z_{0k}(x)\}$, $k = 1, 2$, хвильового опору, але оскільки параметр $m = Z_{0\max}/Z_{0\min}$ має обмеження, то приходимо до наступної оптимізаційної задачі. Потрібно знайти серед безлічі функцій $\{Z_{0k}(x)\}$ таку функцію $Z_0^*(x)$, що забезпечує SILS із заданим відношенням між початковими критичними частотами, і при цьому має мінімальне значення $m = m_{\min}$. Ця проблема призводить до необхідності оптимізації форми резонатора.

Аналіз оптимальних рішень, отриманих для SILS [100], показав, що вони характеризуються дворазовим виродженням: мінімальним числом складових сегментів N (для цієї задачі), і лише двома рівнями характеристичних опорів $Z_{0\min}$ і

$Z_{0\max}$. Це свідчить про прагнення оптимальної SILS приймати найпростіші форми. В [100] запропоновано метод параметричного синтезу, що дозволяє простим способом мінімізувати m . Цей метод заснований на зазначених вище характеристиках, і його можна подати у вигляді математичних виразів:

$$Z^N(S) = Z^{N_{\min}}(S), \quad (4.18)$$

$$Z_{0i} = Z_{0\min} \quad \text{або} \quad Z_{0\max}. \quad (4.19)$$

Умова (4.18) означає, що порядок реалізованої функції реактивності $Z^N(S)$ (4.17) має бути мінімальним. Умова (4.19) не вимагає пояснень. Далі приймемо позначення $Z_{0\min} = Z_0$ і $Z_{0\max} = mZ_0$.

SILS №1. Частотна характеристика двомодового резонатора (Рис. 4.1в) передбачає використання SILS та віддалення резонансних частот ω_{p1} та ω_{p2} одна від одної. На Рис. 4.2б використовується наскрізна нумерація критичних частот SILS, а згадані резонансні частоти пронумеровані як ω_{p2} та ω_{p4} відповідно. Основною особливістю є міжперіодна симетрія розташування його критичних частот при виборі мінімального порядку N_{\min} вхідного імпедансу $Z^N(S)$. Оскільки потрібно рознести дві нижчі резонансні частоти одна від одної, слід використовувати $N_{\min} = 3$. У цьому випадку зменшення першого з них призведе до збільшення другого, і їх співвідношення збільшуватиметься. При $N = 3$ вхідний імпеданс (4.17) набуває вигляду

$$Z^3(S) = \left(a_0^{(3)} + a_2^{(3)} S^2 \right) / \left(b_1^{(3)} S + b_3^{(3)} S^3 \right), \quad (4.20)$$

де $S = j\Omega = j \operatorname{tg}(2\theta/3)$.

Введемо у функцію (4.20) характеристичні опори (Додаток 1)

$$Z^3(S) = \frac{1 + (Z_{02}/Z_{01} + Z_{03}/Z_{01} + Z_{03}/Z_{02}) S^2}{(1/Z_{01} + 1/Z_{02} + 1/Z_{03}) S + (Z_{02}/Z_{01} Z_{03}) S^3}. \quad (4.21)$$

Полюс функції (4.20) та (4.21) знаходиться на частоті

$$\Omega_{p1}^2 = b_1^{(3)} / b_3^{(3)} = Z_{01}/Z_{02} + Z_{01} Z_{03} / Z_{02}^2 + Z_{03}/Z_{02}. \quad (4.22)$$

Його зменшення призводить до збільшення значення Ω_{p2}^2 та збільшення відношення ω_{p2}/ω_{p1} . Із (4.22) маємо, що значення Ω_{p1}^2 буде мінімальним, якщо

$Z_{01} = Z_{03} = Z_{0\min} = Z_0$ і $Z_{02} = Z_{0\max} = mZ_0$. Синтезований SILS показано на Рис. 4.3а.

Його вхідний імпеданс наступний

$$Z^3(S) = Z_0 \frac{1 + (1 + m + 1/m)S^2}{(2 + 1/m)S + mS^3}, \quad (4.23)$$

а його критичні частоти показано на Рис. 4.3б.

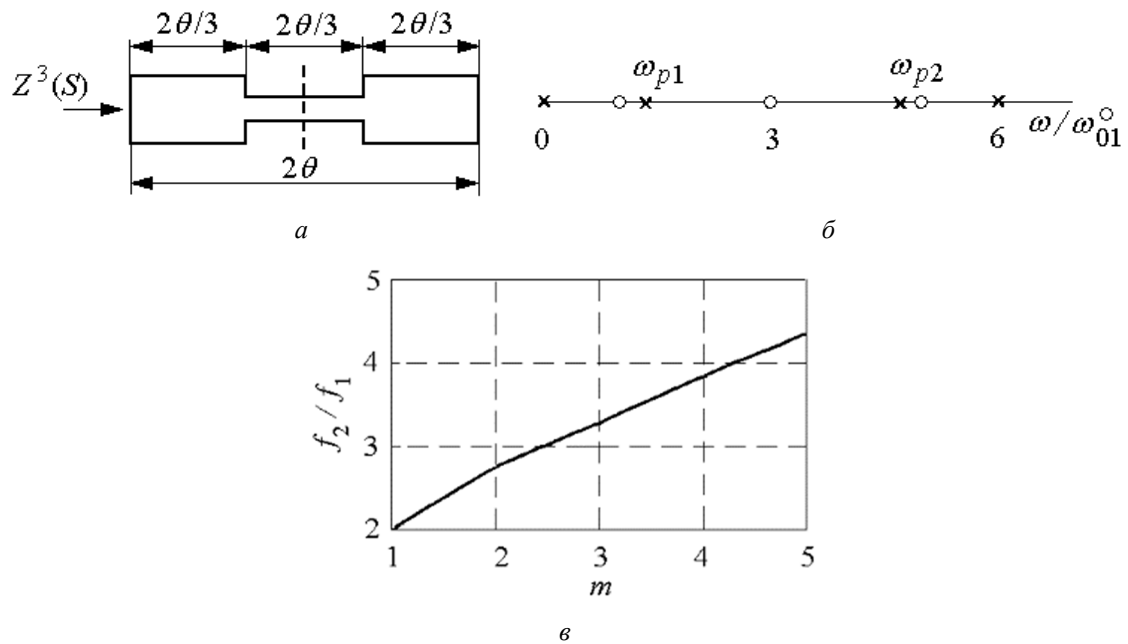


Рис. 4.3 SILS №1 із підвищеним відношенням f_2/f_1 резонансних частот. Топологія (а), розподіл критичних частот (б), і залежність $f_2/f_1 = f_2/f_1(m)$ (в).

Із (4.23) визначаємо відношення резонансних частот f_2/f_1 до параметра m (Рис. 4.3в):

$$\frac{f_2}{f_1} = \frac{\pi}{\arctg \sqrt{2/m + 1/m^2}} - 1. \quad (4.24)$$

Параметр

$$\eta = \frac{f_1}{f_1^\circ} = \frac{2\theta}{\pi} \quad (4.25)$$

важливий. Цей параметр показує зсув частоти f_1 SILS щодо тієї ж резонансної частоти напівхвильового однорідного сегмента f_1° . Якщо $\eta < 1$, то SILS коротше відрізка напівхвилі, коли їх резонансні частоти збігаються. Якщо $\eta > 1$, тоді SILS має більшу робочу частоту, ніж сегмент напівхвилі, коли їх довжини збігаються.

Із (4.23) для досліджуваної SILS отримуємо

$$\eta = 3 \operatorname{arctg} \sqrt{2/m + 1/m^2} / \pi. \quad (4.26)$$

Якщо $m = 5$, то із (4.26) маємо ступінь укорочення SILS: $\eta = 0,559$. При $m = 5$, рівняння (4.24) дає $f_2/f_1 = 4,36$ і ми отримуємо $f_2/f_1 = 2$ для однорідного сегмента.

На Рис. 4.3а вертикальна лінія ділить SILS №1 на дві рівні частини. Передавальна матриця його лівої половини записується як

$$\begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + (1 + 2m)S^2 & Z_0 [(2 + m)S + mS^3] \\ Z_0^{-1} [(2 + 1/m)S + (1/m)S^3] & 1 + (1 + 2/m)S^2 \end{bmatrix}, \quad (4.27)$$

де $S = j \operatorname{tg}(\theta/3)$. При формуванні матриці (4.27) використано Додаток 1 та (4.16).

SILS №2. Частотна характеристика двомодового резонатора (Рис. 4.1з) передбачає використання SILS та дистанціювання один від одного ω_{p1} та ω_{p3} . На Рис. 4.2б використана суцільна нумерація критичних частот SILS, а зазначені резонансні частоти пронумеровані як ω_{p2} та ω_{p6} відповідно. При цьому слід використовувати мінімальний порядок функції реактивності $N_{\min} = 4$, оскільки зменшення першої резонансної частоти автоматично призведе до збільшення другої, та збільшення відношення цих частот.

При $N = 4$ функція вхідного імпедансу (4.17) записується як

$$Z^4(S) = \frac{a_0^{(4)} + a_2^{(4)}S^2 + a_4^{(4)}S^4}{b_1^{(4)}S + b_3^{(4)}S^3} \quad (4.28)$$

де $S = j\Omega = j \operatorname{tg}\theta' = j \operatorname{tg}(\theta/2)$.

Полюс функції (4.28) розташований на частоті

$$\Omega_{p1}^2 = \frac{b_1^{(4)}}{b_3^{(4)}}, \quad (4.29)$$

де

$$b_1^{(4)} = \frac{1}{Z_{01}} + \frac{1}{Z_{02}} + \frac{1}{Z_{03}} + \frac{1}{Z_{04}}, \quad (4.30)$$

$$\begin{aligned}
b_3^{(4)} &= \frac{Z_{02}}{Z_{01}Z_{03}} + \frac{Z_{02}}{Z_{01}Z_{04}} + \frac{Z_{03}}{Z_{01}Z_{04}} + \frac{Z_{03}}{Z_{02}Z_{04}} = \\
&= \frac{1}{Z_{01}Z_{04}} \left[\frac{Z_{02}(Z_{03} + Z_{04})}{Z_{03}} + \frac{Z_{03}(Z_{01} + Z_{02})}{Z_{02}} \right]
\end{aligned}
\tag{4.31}$$

Зменшення Ω_{p1}^2 призводить до збільшення значення Ω_{p3}^2 та збільшення відношення ω_{p3}/ω_{p1} . Для зменшення Ω_{p1} (4.29) необхідно зменшити коефіцієнт b_1 (4.30), та збільшити b_3 (4.31). Максимальний ефект досягається при $Z_{01} = Z_{04} = Z_{0\min} = Z_0$ та $Z_{02} = Z_{03} = Z_{0\max} = mZ_0$. Синтезований SILS №2 показано на Рис. 4.4а. Його вхідний опір записується як

$$Z^4(S) = Z_0 \frac{1 + 2(1 + m + 1/m)S^2 + S^4}{2(1 + 1/m)S + 2(1 + m)S^3}
\tag{4.32}$$

а його критичні частоти показано на Рис. 4.4б.

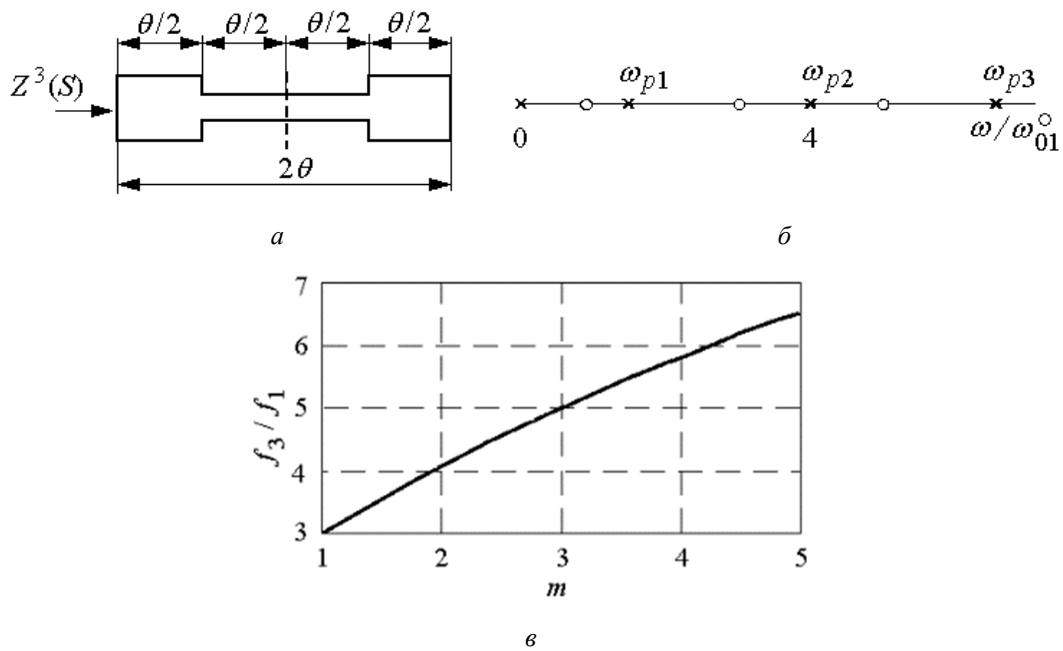


Рис. 4.4 SILS №2 із підвищеним відношенням f_3/f_1 резонансних частот. Топологія (а), розподіл критичних частот (б), та залежність $f_3/f_1 = f_3/f_1(m)$ (в).

Із (4.32) отримуємо залежність резонансних частот f_3/f_1 від параметра m

$$\frac{f_3}{f_1} = \frac{\pi}{\arctg\sqrt{1/m}} - 1.
\tag{4.33}$$

Залежність (4.33) показана на Рис. 4.4в. Із (4.32) маємо, що параметр η (4.25) має вигляд

$$\eta = 4 \arctg \sqrt{1/m} / \pi. \quad (4.34)$$

Якщо $m = 5$, то із (4.34) отримуємо ступінь укорочення SILS: $\eta = 0,535$. При $m = 5$ вираз (4.33) дає $f_3/f_1 = 6,47$, а для однорідного відрізка $f_3/f_1 = 3$.

На Рис. 4.4а вертикальна лінія ділить SILS №2 на дві рівні частини. Матриця передачі його лівої половини записується як

$$\begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + (1/m)S^2 & Z_0(1+m)S \\ Z_0^{-1}(1+1/m)S & 1 + mS^2 \end{bmatrix}, \quad (4.35)$$

де $S = j \operatorname{tg}(\theta/2)$. Для формування (4.35) використано Додаток 1 та (4.16).

4.2.4 Двомодові резонатори з SILS

Двомодовий резонатор з SILS №1. Цей резонатор показано на Рис. 4.5а. Як і раніше, його резонансні частоти визначаються рівняннями (4.4) та (4.5).

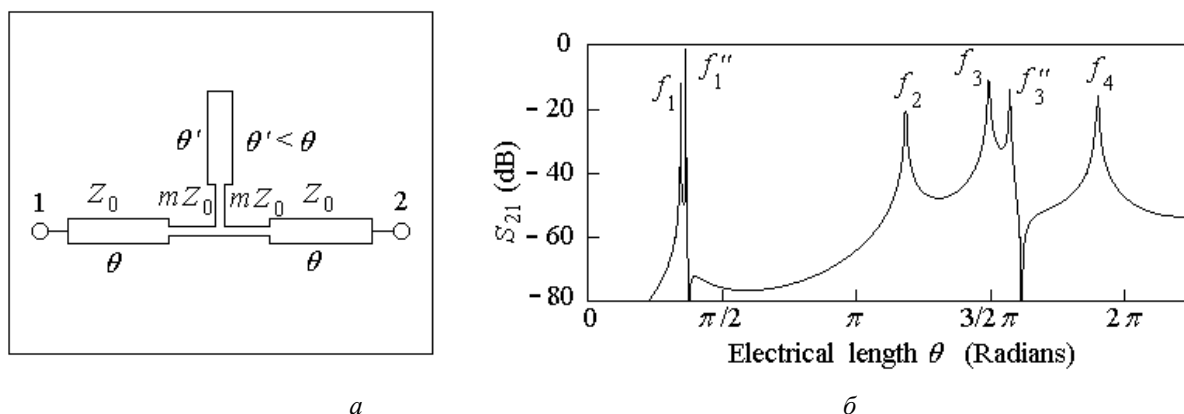


Рис. 4.5 Двомодовий резонатор із SILS №1 і $\theta' < \theta$. Топологія (а) та резонансні частоти (б).

З урахуванням елементів матриці передачі (4.27) ці рівняння набувають вигляду

$$d = 1 + (1 + 2/m)S^2 = 0, \quad (4.36)$$

$$Y_s(S^*) + 2c/d = 0, \quad (4.37)$$

де

$$\frac{c}{d} = Z_0^{-1} \frac{(2 + 1/m)S + (1/m)S^3}{1 + (1 + 2/m)S^2} \quad (4.38)$$

і $S = j \operatorname{tg}(\theta/3)$.

Повна провідність шлейфу $Y_s(S^*)$ виражається функцією реактивного опору $Y_s(S^*) = c/d$ (4.38) із частотною змінною $S^* = j\text{tg}[(\theta \pm \Delta')/3]$.

На Рис. 4.5б показано частотні характеристики внесених втрат розглянутого двомодового резонатора для випадку $\theta' = \theta - \Delta'$ та слабкого зв'язку з навантаженнями входу/виходу. При побудові прийнято $Z_0 = 10$ Ом і $m = 3$.

Резонансне рівняння (4.36) визначає коливання з непарними номерами f_1, f_3, \dots . Рівняння резонансу (4.37) визначає коливання з парними номерами f_2, f_4, \dots , а також правосторонні коливання з непарними номерами f_1'', f_3'' , які утворюють двомодові коливання. Цей резонатор має двомодові та одиночні коливання, що чергуються один з одним.

Використовуємо SILS №1, щоб відсунути одномодове коливання f_2 від нижчого двомодового коливання. Відстань між цими частотами описується відношенням $f_2/f_1 = 3,35$. Це значення збігається з результатом, отриманим згідно (4.24). Таким чином, для $m = 3$ та $m = 1$ маємо $f_1 = 0,69$ ГГц та $f_1^\circ = 1$ ГГц відповідно. В результаті, використання SILS №1 знижує основний резонанс ($\eta = 0,69$), що збігається з результатом, розрахованим за (4.26).

Двохмодовий резонатор із SILS №2. Цей резонатор показано на Рис. 4.6а. Разом із SILS №2 він містить короткозамкнений шлейф малої електричної довжини ($\Delta' \ll \theta$) з вхідною провідністю $Y_s = -jZ_0^{-1}\text{ctg}\Delta'$. Резонансні частоти цього резонатора визначаються співвідношеннями (4.4) та (4.5). З урахуванням елементів матриці передачі (4.35) ці рівняння набувають вигляду:

$$d = 1 + mS^2 = 0, \quad (4.39)$$

$$-Z_0^{-1}\text{ctg}\Delta' + 2c/d = 0, \quad (4.40)$$

де

$$\frac{c}{d} = Z_0^{-1} \frac{(1 + 1/m)S}{1 + mS^2}, \quad (4.41)$$

і $S = j\text{tg}(\theta/2)$.

Вносимі втрати цього резонатора при $m = 3$ представлені на Рис. 4.6б. Резонансне рівняння (4.39) визначає коливання з непарними номерами f_1, f_3, \dots . Рівняння резонансу (4.40) описує лівосторонні коливання з непарними номерами, що утворюють двомодові коливання. Цей резонатор має лише двомодові коливання.

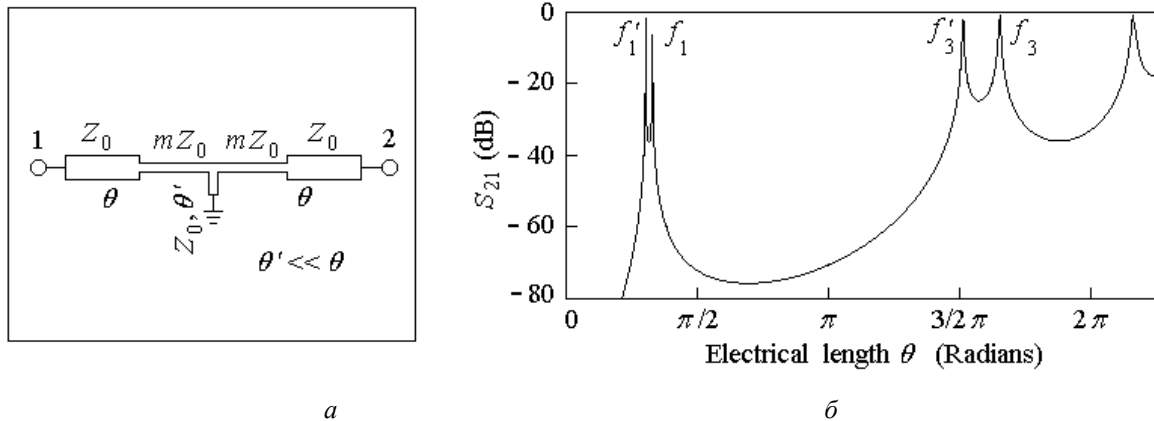


Рис. 4.6 Двомодовий резонатор із SILS №2 та короткозамкненим шлейфом малої довжини. Топологія (а) та резонансні частоти (б).

При $m = 3$ отримуємо $f_1 = 0,667$ ГГц, а якщо $m = 1$, тоді $f_1^\circ = 1$ ГГц. Використовуємо SILS №2 для зменшення основного резонансу ($\eta = 0,667$), що збігається з результатом згідно (4.34). По суті, SILS №2 використовується для дистанціювання двомодових коливань одне від одного. Відношення f_3/f_1 при $m = 5$ дає значення $f_3/f_1 = 6,47$ (4.33). Якщо в SILS №2 характеристичні опори Z_0 і mZ_0 поміняти місцями, то в (4.33) необхідно замінити m на $1/m$. Тоді отримуємо $f_3/f_1 = 1,73$ при $m = 5$. Смуга пропускання з частотою f_3 значно наблизилася до смуги із частотою f_1 . У цьому фільтрі співвідношення f_3/f_1 варіюється в широких межах $1,73 \leq f_3/f_1 \leq 6,47$. Таким чином, з'являється можливість синтезувати двосмуговий фільтр з положеннями першої і другої смуг пропускання, що настроюються.

4.3 Двомодові резонатори з короткозамкненими відрізками лінії передачі

Розглянемо симетричні двомодові резонатори (Рис. 4.7а,б). В основі цих резонаторів лежить горизонтальна ділянка напівхвильової лінії передачі та шлейф, приєднаний до його середини.

4.3.1 Рівняння резонансу

Зазначимо, що резонансні частоти двомодових резонаторів із короткозамкненими кінцями не можуть бути отримані за допомогою аналізу парних/непарних мод (Додаток 2).

Незважаючи на те, що обидва кінці резонаторів закорочені, будемо використовувати матриці передачі $[ABCD]$ та $[A'B'C'D']$ його лівої половини. Умови резонансу для симетричних резонаторів з обома закороченими кінцями встановлені в [102]:

$$A' = 0, \quad (4.42)$$

$$B' = 0. \quad (4.43)$$

Умови (4.42) та (4.43) виконуються, коли в середині резонатора максимальна або мінімальна напруга відповідно. Для резонаторів, що розглядаються (Рис. 4.7) можна використовувати (4.3), що визначає параметри A' , B' , C' , D' лівої половини резонатора. Підставляючи вирази для A' і B' з (4.3) в (4.42) та (4.43), отримуємо

$$b = 0, \quad (4.44)$$

$$Y_s + 2a/b = 0, \quad (4.45)$$

де Y_s — вхідна провідність шлейфу, що визначається в точці підключення до горизонтального сегменту.

4.3.2 Властивості резонаторів із однорідними лініями передачі

З урахуванням (4.6) резонансні рівняння (4.44) та (4.45) набувають вигляду

$$\sin \theta = 0, \quad (4.46)$$

$$Y_s - j2Z_0^{-1} \operatorname{ctg} \theta = 0. \quad (4.47)$$

Рівняння (4.46) визначає деякі резонансні електричні довжини

$$\theta_n = \pi, 2\pi, 3\pi, \dots \quad (4.48)$$

Інша частина резонансних електричних довжин виходить із (4.47) і залежить від параметрів використовуваного шлейфу.

Вхідна провідність шлейфу на Рис. 4.7а дорівнює $Y_s = -jZ_0^{-1} \operatorname{ctg}(\theta \pm \Delta')$, а рівняння резонансу (4.47) набуває вигляду

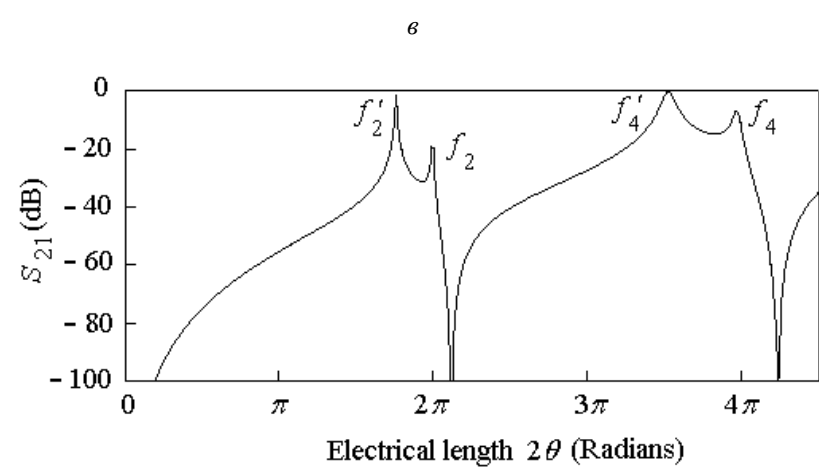
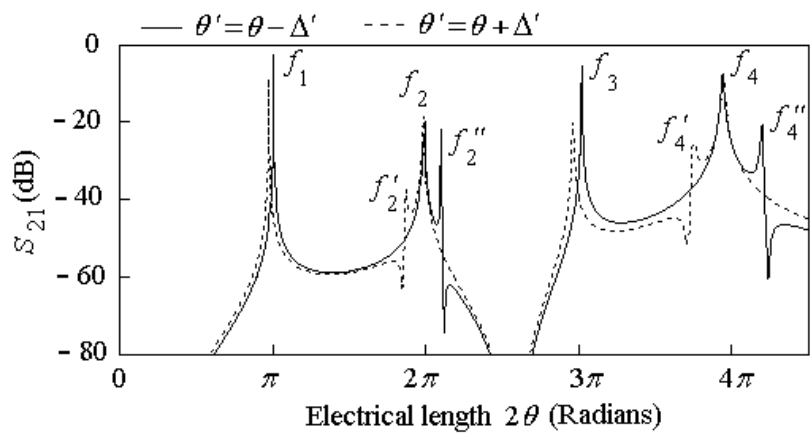
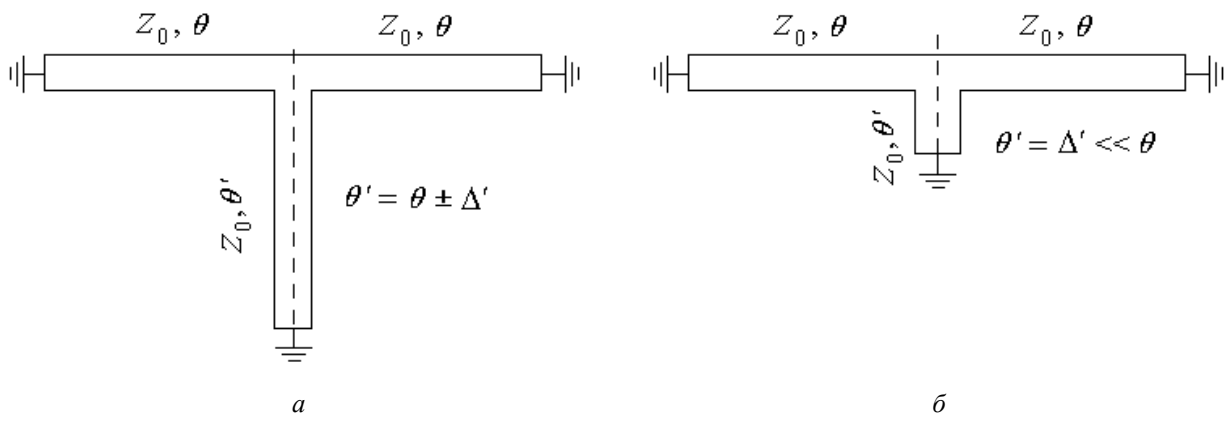


Рис. 4.7 Двохмодовий резонатор із короткозамкненими кінцями з однорідних сегментів лінії передачі. Топологія резонатора із короткозамкненим шлейфом (а). Топологія резонатора із короткозамкненим шлейфом малої довжини (б). Резонансні частоти першого (в) та другого (г) резонатора.

$$\text{ctg}(\theta + \Delta') + 2 \text{ctg} \theta = 0. \tag{4.49}$$

Рівняння (4.49) дає розв'язки для електричних довжин θ при $\text{ctg} \theta = \pm \infty$ або 0. При $\text{ctg} \theta = \pm \infty$ розв'язки (4.49) дають резонансні електричні довжини з парними числами, які задовольняють наближену рівність

$$\theta_n \approx \pi, 2\pi, 3\pi, \dots \quad (4.50)$$

Електричні сегменти (4.50) розташовані поруч із електричними сегментами (4.48), праворуч або ліворуч від них. При цьому формуються двомодові коливання. У разі $\text{ctg}\theta = 0$ рішення (4.49) дають резонансні електричні довжини з непарними номерами, які задовольняють наближену рівність

$$\theta_n = \pi/2, 3\pi/2, 5\pi/2, \dots, \quad (4.51)$$

та відповідають одномодовим коливанням. Цей резонатор відрізняється тим, що в ньому чергуються двомодові та одномодові коливання. Вносимі втрати цього резонатора при слабкому зв'язку з навантаженнями представлені на Рис. 4.7в. Коротший ($\theta' = \theta - \Delta$) і довший ($\theta' = \theta + \Delta$) шлейф показано суцільною та пунктирною лінією відповідно.

Частина резонансних електричних довжин резонатора (Рис. 4.7б), як і раніше, приймає значення (4.48). Оскільки адмітанс шлейфа змінився $Y_s = -jZ_0^{-1}\text{ctg}\Delta'$, то рівняння резонансу (4.47) набувають вигляду

$$\text{ctg}\Delta' + 2\text{ctg}\theta = 0. \quad (4.52)$$

Розв'язок (4.52) дає резонансні електричні довжини $\theta_n \approx \pi, 2\pi, 3\pi, \dots$, розташовані поруч із електричними довжинами (4.9) зліва від них. При цьому формуються двомодові коливання. Резонатор на Рис. 4.1б має лише двомодові коливання. Його резонансні частоти можна побачити на Рис. 4.7г.

4.3.3 Синтез SILS

Для резонатора Рис. 4.1а,в необхідно збільшити відношення резонансних частот $f_3/f_1 = 3$, а для резонатора на Рис. 4.1б,г необхідно збільшити відношення $f_4/f_2 = 2$. Ці недоліки обумовлені однорідним горизонтальним відрізком лінії передачі з електричною довжиною 2θ , тому пропонується його замінити.

Для вирішення цих проблем необхідно синтезувати SILS, що має резонансні частоти, розміщені певним чином. Основна проблема полягає в тому, що обидва кінці SILS короткозамкнені, і у нього немає входу, аналогічного SILS з двома

розімкненими кінцями, або SILS з одним розімкненим і одним короткозамкнутим кінцями. Розрахунок SILS здійснюється за вхідним опором $Z(s)$, який у цьому випадку дорівнює нулю. Що робити у цьому випадку?

Вирішимо це задачу, використовуючи деякі положення теорії неоднорідної лінії передачі [97]. Візьмемо розімкнений на кінцях відрізок неоднорідної лінії передачі з хвильовим опором $Z_0(x)$. Він характеризується набором резонансних частот $\{f_{pi}\}$. Якщо змінити імпеданс $Z_0(x)$ за формулою $Z_0^*(x) = Z^2/Z_0(x)$ та одночасно змінити граничні умови на кінцях на короткозамкнені, то набір резонансних частот $\{f_{pi}\}$ не зміниться. Такий підхід дозволяє синтезувати SILS із двома відкритими кінцями, а потім перейти до варіанту із двома закороченими кінцями, помінявши місцями Z_0 і mZ_0 .

SILS №3. Для двомодового резонатора (Рис. 4.7а,в) потрібно збільшити відношення резонансних частот f_3/f_1 . Ця задача вже вирішена при використанні SILS №2 з двома розімкненими кінцями (Рис. 4.4а). Відрізок лінії електричної довжиною 2θ розділений на чотири рівні частини, хвильові опори яких набувають значення $Z_{01} = Z_{04} = Z_{0\min} = Z_0$ і $Z_{02} = Z_{03} = Z_{0\max} = mZ_0$. Використаємо це рішення для відрізка лінії, короткозамкненого на обох кінцях. Використовуючи підхід [97], поміняємо місцями вказані хвильові опори щодо значення mZ_0^2 . В результаті одержуємо необхідне рішення

$$\begin{aligned} Z_{01} = Z_{04} = Z_{0\max} &= mZ_0, \\ Z_{02} = Z_{03} = Z_{0\min} &= Z_0, \end{aligned} \quad (4.53)$$

яке показано на Рис. 4.8а та має відповідний розподіл резонансних частот (Рис. 4.8б).

Залежність відношення f_3/f_1 від параметра m синтезованої SILS №3 (4.53) із двома короткозамкненими кінцями визначається формулою (4.33). Ця залежність показана на Рис. 4.4в.

На Рис. 4.8а вертикальна штрихова лінія ділить SILS №3 на дві рівні частини. Матриця передачі її лівої половини має вигляд:

$$\begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + mS^2 & Z_0(1 + m)S \\ Z_0^{-1}(1 + 1/m)S & 1 + (1/m)S^2 \end{bmatrix}, \quad (4.54)$$

де $S = j \operatorname{tg}(\theta/2)$. При формуванні матриці (4.54) використано Додаток 1 та (4.16).

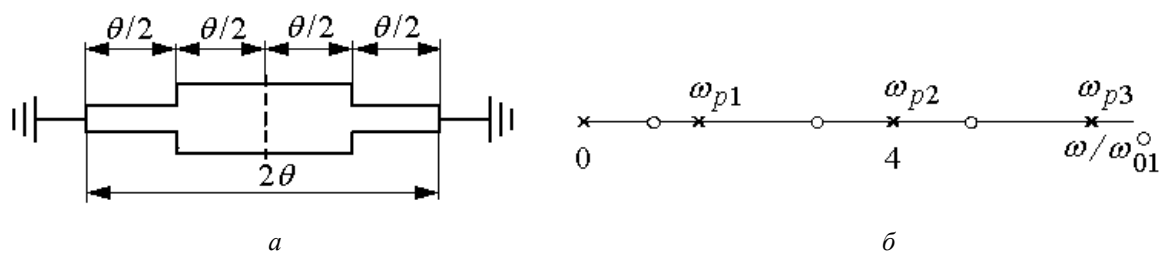


Рис. 4.8 SILS №3 із підвищеним відношенням f_3/f_1 резонансних частот. Топологія (а), розподіл резонансних частот (б).

SILS №4. Для двомодового резонатора (Рис. 4.7б,з) потрібно збільшити відношення резонансних частот f_4/f_2 . Для вирішення цієї задачі на першому етапі використовуємо SILS із двома відкритими кінцями. Функцію реактивного опору $Z^N(S)$ слід використовувати з мінімальним порядком $N_{\min} = 3$, тоді SILS матиме хвильові опори

$$\begin{aligned} Z_{01} = Z_{03} = Z_{0\max} &= mZ_0, \\ Z_{02} = Z_{0\min} &= Z_0, \end{aligned} \quad (4.55)$$

Для SILS (4.55) з двома розімкненими кінцями вхідний опір записується як

$$Z^3(S) = Z_0 \frac{1 + (1 + m + 1/m)S^2}{(1 + 2/m)S + (1/m^2)S^3}. \quad (4.56)$$

Із (4.56) впливає відношення резонансних частот f_4/f_2 як функція параметра m

$$\frac{f_4}{f_2} = \frac{\pi + \operatorname{arctg} \sqrt{m(m+2)}}{\pi - \operatorname{arctg} \sqrt{m(m+2)}}. \quad (4.57)$$

Зробимо обернення характеристичних опорів (4.55) SILS з двома розімкненими кінцями, по відношенню до значення mZ_0^2 . В результаті одержуємо шуканий розв'язок для SILS з двома короткозамкненими кінцями

$$\begin{aligned} Z_{01} = Z_{03} = Z_{0\min} &= Z_0, \\ Z_{02} = Z_{0\max} &= mZ_0, \end{aligned} \quad (4.58)$$

яке показано на Рис. 4.9а, та має відповідний розподіл резонансних частот (Рис. 4.9б). Відношення резонансних частот f_4/f_2 SILS №4 (4.58) визначається згідно (4.57), та представлено на Рис. 4.9в. При $m = 5$ з (4.57) маємо $f_4/f_2 = 2,61$.

SILS №4 має таку форму, як і SILS №1 (Рис. 4.3а). Це дозволяє описати матрицю передачі $[A'B'C'D']$ лівої половини SILS №4 виразом (4.27).

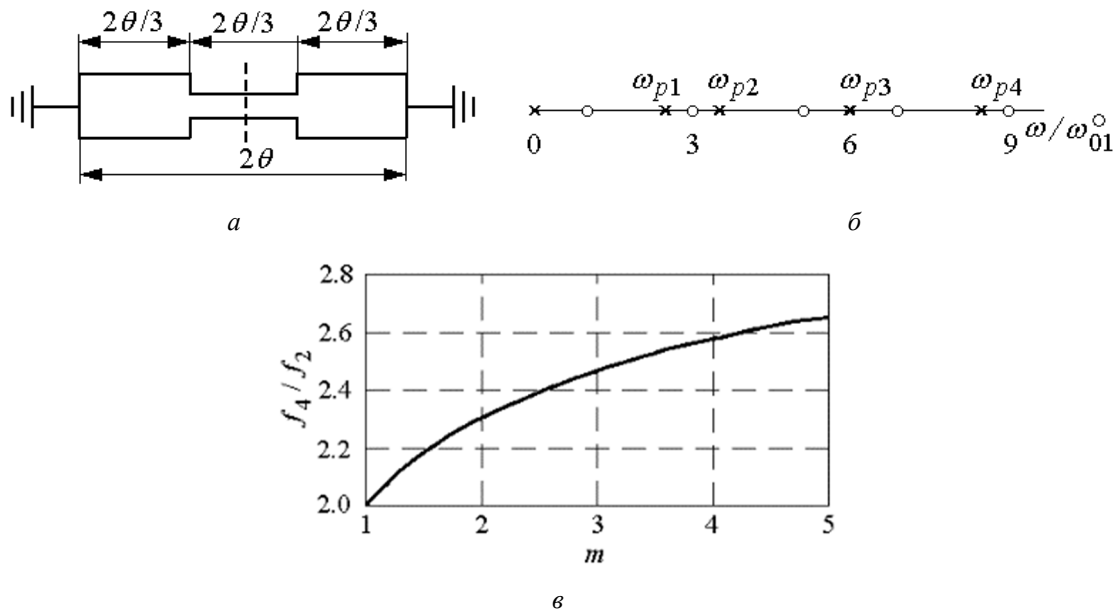


Рис. 4.9 SILS №4 із підвищеним відношенням f_4/f_2 резонансних частот. Топологія (а), розподіл резонансних частот (б), залежність $f_4/f_2 = f_4/f_2(m)$ (в).

4.3.4 Двомодові резонатори з SILS

Розглянемо два двомодові резонатори, що містять SILS №3 і SILS №4. Розгляд двомодових резонаторів із двома короткозамкненими кінцями (SILS №3 та SILS №4) раніше був ускладнений з двох причин, пов'язаних з теорією кіл. По-перше, до них не можливо застосувати традиційний аналіз парної/непарної моди. По-друге, відсутній метод синтезу відрізків ступінчасто-імпедансних ліній передачі з двома короткозамкненими кінцями на заданих резонансних частотах. Ці проблеми усунуті у цій роботі.

Двомодовий резонатор з SILS №3. Цей резонатор показано на Рис. 4.10а. Його резонансні частоти визначаються рівняннями (4.44) та (4.45). З урахуванням елементів матриці передачі (4.54) ці рівняння набувають вигляду

$$b = Z_0(1 + m)S = 0, \quad (4.59)$$

$$Y_s(S^*) + 2a / b = 0, \quad (4.60)$$

де

$$\frac{a}{b} = \frac{Z_0^{-1}(1+mS^2)}{(1+m)S}, \quad (4.61)$$

і $S = j \operatorname{tg}(\theta/2)$. Повна провідність шлейфу $Y_s(S^*)$ виражається функцією реактивного опору $Y_s(S^*) = a/b$ (4.61) із частотною змінною $S^* = j \operatorname{tg}[(\theta \pm \Delta')/2]$.

Вносимі втрати двомодового резонатора, що розглядаються, при зменшеній електричній довжині шлейфу $\theta' = \theta - \Delta'$ представлені на Рис. 4.10б. При побудові прийнято $Z_0 = 10$ Ом та $m = 3$. Резонансні електричні довжини при парних числах $\theta_n = \pi, 2\pi, 3\pi, \dots$ визначаються згідно (4.59). Ці резонансні електричні довжини відповідають парним резонансним частотам f_2, f_4, \dots , які не залежать від параметра m .

Резонансне рівняння (4.60) описує звичайні коливання з непарними номерами f_1, f_3, \dots , а також правосторонні коливання f_2'', f_4'' , що утворюють двомодові коливання. У цьому резонаторі чергуються двомодові та одномодові коливання. Якщо шлейф має збільшену довжину $\theta' = \theta + \Delta'$, то резонансні частоти f_2', f_4', \dots будуть лівосторонніми.

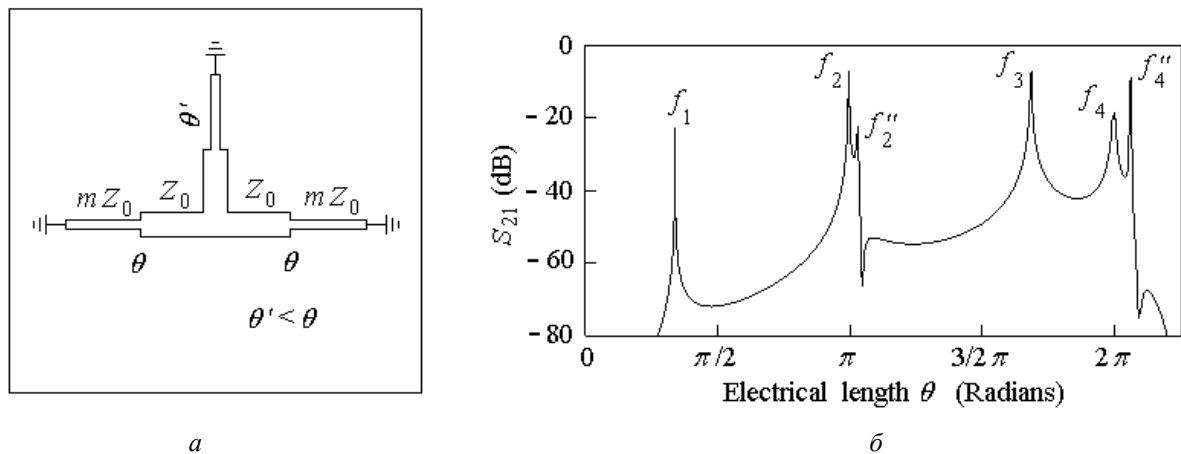


Рис. 4.10 Двохмодовий резонатор з SILS №3 та $\theta' < \theta$. Топологія (а) та резонансні частоти (б).

Використання SILS №3 дозволяє відокремити одномодові коливання з резонансними частотами f_1 та f_3 від двомодових коливань із частотою f_2 . Відстань цих частот одна від одної визначається співвідношенням f_3/f_1 (4.33). При $m = 5$ отримаємо $f_3/f_1 = 6,47$, а якщо $m = 1$, то $f_3/f_1 = 3$.

Двомодовий резонатор з SILS №4. Цей резонатор показано на Рис. 4.11а. Він містить короткозамкнений шлейф з малою електричною довжиною $\Delta' \ll \theta$, який має вхідну провідність $Y_s = -j(mZ_0)^{-1} \text{ctg} \Delta'$. Його резонансні частоти визначаються рівняннями (4.44) та (4.45). З урахуванням елементів його матриці передачі (4.27) ці рівняння набувають вигляду

$$b = Z_0[(2 + m)S + mS^3] = 0, \quad (4.62)$$

$$-(mZ_0)^{-1} \text{ctg} \Delta' + 2a / b = 0, \quad (4.63)$$

де

$$\frac{a}{b} = Z_0^{-1} \frac{1 + (1 + 2m)S^2}{(2 + m)S + mS^3}, \quad (4.64)$$

і $S = j \text{tg}(\theta/3)$.

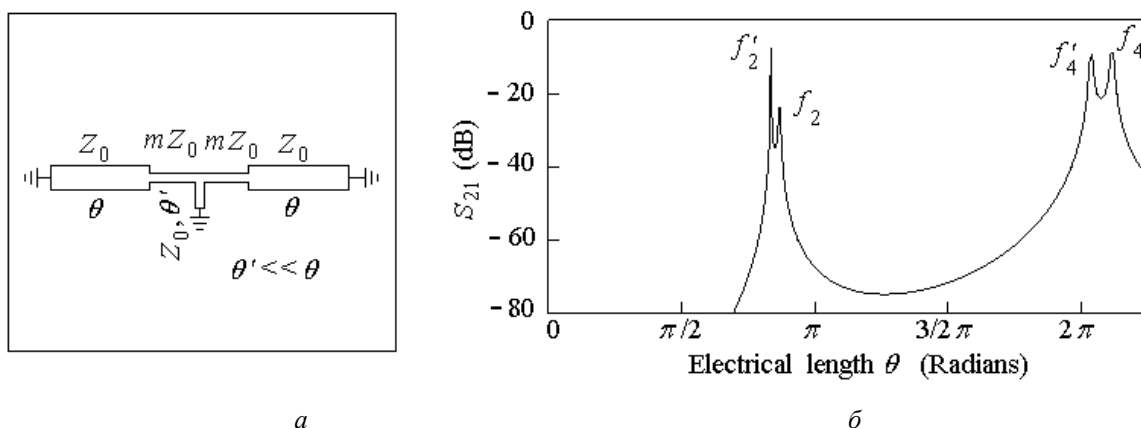


Рис. 4.11 Двомодовий резонатор із SILS №4 та короткозамкненим шлейфом малої довжини. Топологія (а) та резонансні частоти (б).

Вносимі втрати цього резонатора при $m = 3$ і слабкому зв'язку з навантаженнями входу/виходу представлені на Рис. 4.11б. Рівняння (4.62) визначає резонансні електричні довжини з парними номерами, які відповідають резонансним частотам f_2, f_4, \dots . Ці частоти залежать від параметра m SILS №4. Резонансне рівняння (4.63) породжує лівосторонні коливання f_2'', f_4'', \dots , які є сусідами з коливаннями, що визначаються рівнянням (4.62), що призводить до двомодових коливань. Цей резонатор має лише двомодові коливання.

Резонансна електрична довжина його нижчого двомодового коливання дорівнює $\theta_2 = (3/2)[\pi - \text{arctg} \sqrt{m(m+2)}]$.

Параметр η (4.25) у цьому випадку записується як

$$\eta = \frac{3[\pi - \operatorname{arctg} \sqrt{m(m+2)}]}{\pi}. \quad (4.65)$$

Із (4.65) отримуємо $\eta = 1,66$ при $m = 5$. Таким чином, найнижче двомодове коливання SILS (Рис. 4.11) перевищує основне коливання однорідного напівхвильового резонатора в 1,66 рази.

Використовуємо SILS №4 для зміщення двомодових коливань f_2 і f_4 один від одного. При $m = 5$ відношення f_4/f_2 дорівнює $f_4/f_2 = 2,61$ (4.57).

Якщо в SILS №4 поміняти місцями характеристичні опори Z_0 і mZ_0 , то в (4.57) потрібно замінити m на $1/m$. Тоді отримуємо $f_4/f_2 = 1,46$ і $\eta = 2,44$ при $m = 5$. У фільтрі, що обговорюється, відношення f_4/f_2 коливається в широких межах $1,46 \leq f_4/f_2 \leq 2,61$. Це дає можливість розробляти дводіапазонний фільтр з розміщенням двох смуг пропускання, що настроюється.

Синтезовані SILS №1–№4 також можуть бути використані у резонаторах із тримодовим коливанням [27], [28]. Нові тримодові резонатори та їх резонансні частоти показано на рисунках (Додаток 3), які говорять самі за себе.

4.4 Мікросмушкові двомодові фільтри з SILS

Побудуємо два двомодові фільтри з SILS (Рис. 4.12 і Рис. 4.13), щоб підтвердити запропоновані закономірності. Ці фільтри реалізовані на підкладці ТММ-10і (Rogers), $\epsilon_r = 9,8$, $\operatorname{tg} \delta = 0,002$, $h = 1,905$ мм. Обидва фільтри містять конструктивні елементи з максимальною та мінімальною шириною 3,2 мм ($Z_{0\min} = 37,1$ Ом) і 0,8 мм ($Z_{0\max} = 70,8$ Ом) відповідно. Отже параметр $m = 1,91$. Коефіцієнт зв'язку K отримано за допомогою ЕМ моделювання в Microwave Office та (4.14). Нумерація резонансних частот (смуга пропускання), яка використовується нижче, відповідає нумерації, використаній раніше в розділах 2 і 3.

Фільтр з SILS №1. Топологія фільтра зображена на Рис. 4.12а. Усі розміри вказані в міліметрах, розмір фільтра 34×25 мм. Фотографія, а також виміряні та модельовані частотні характеристики показано на Рис. 4.12б і Рис. 4.12в відповідно. Тоді для заданих параметрів отримуємо коефіцієнт зв'язку $K = 0,065$. На

Рис. 4.12 α показано розрахований коефіцієнт зв'язку в залежності від довжини L_1 низькоімпедансної частини шлейфу.

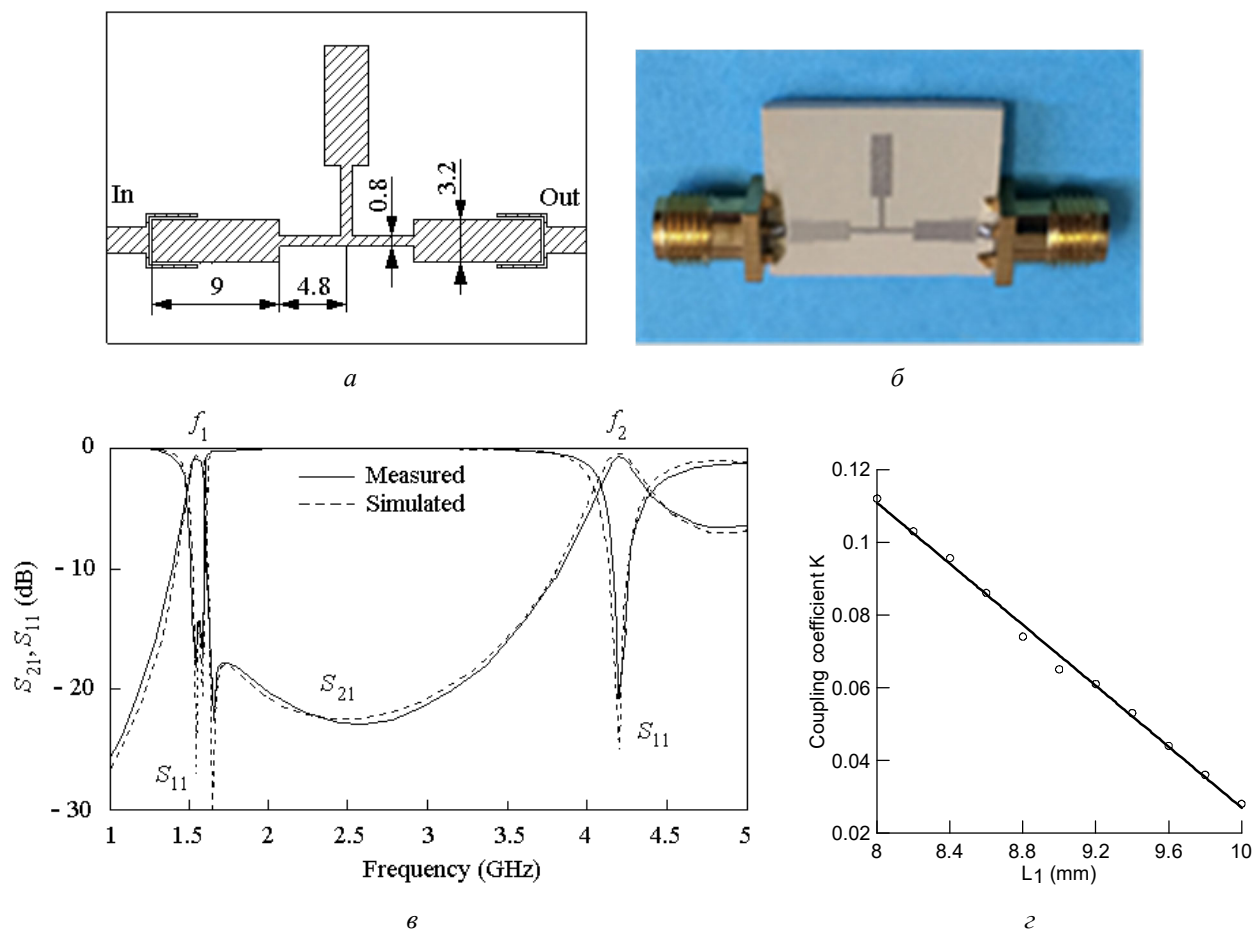


Рис. 4.12 Мікросмушковий двомодовий фільтр із SILS №1. Топологія (а), фотографія виготовленого фільтра (б), виміряні та змодельовані частотні характеристики (в), модельований коефіцієнт зв'язку (г).

Виміряні параметри за допомогою векторного аналізатора кіл (Anritsu MS46112A, 1 МГц ... 20 ГГц) в лабораторії радіотехнічного факультету наступні: центральна частота $f_1 = 1575$ МГц; смуга пропускання $BW = 80$ МГц (відносна смуга пропускання $FBW = 0,051$); мінімальний $IL_{min} = 0,7$ дБ; зворотні втрати $RL > 14$ дБ. Використовується більш короткий шлейф у фільтрі з електричною довжиною θ' ($\theta' < \theta$), який формує правосторонній нуль передачі $f_z = 1647$ МГц. Якщо використовувати довший шлейф ($\theta' > \theta$), то нуль передачі f_z зміститься вліво від смуги пропускання.

У цьому випадку отримано найближчу паразитну смугу пропускання на частоті $f_2 = 4,2$ ГГц, яка визначається простим коливанням. З результатів вимірювань видно, що в цьому фільтрі одночасно існують двомодові та одномодові коливання. Цей фільтр має розширену смугу загородження порівняно зі смуговим фільтром на однорідних сегментах за рахунок збільшеного відношення $f_2/f_1 = 2,67$. Розрахунок за формулою (4.24) дає аналогічне значення при $m = 1,91$.

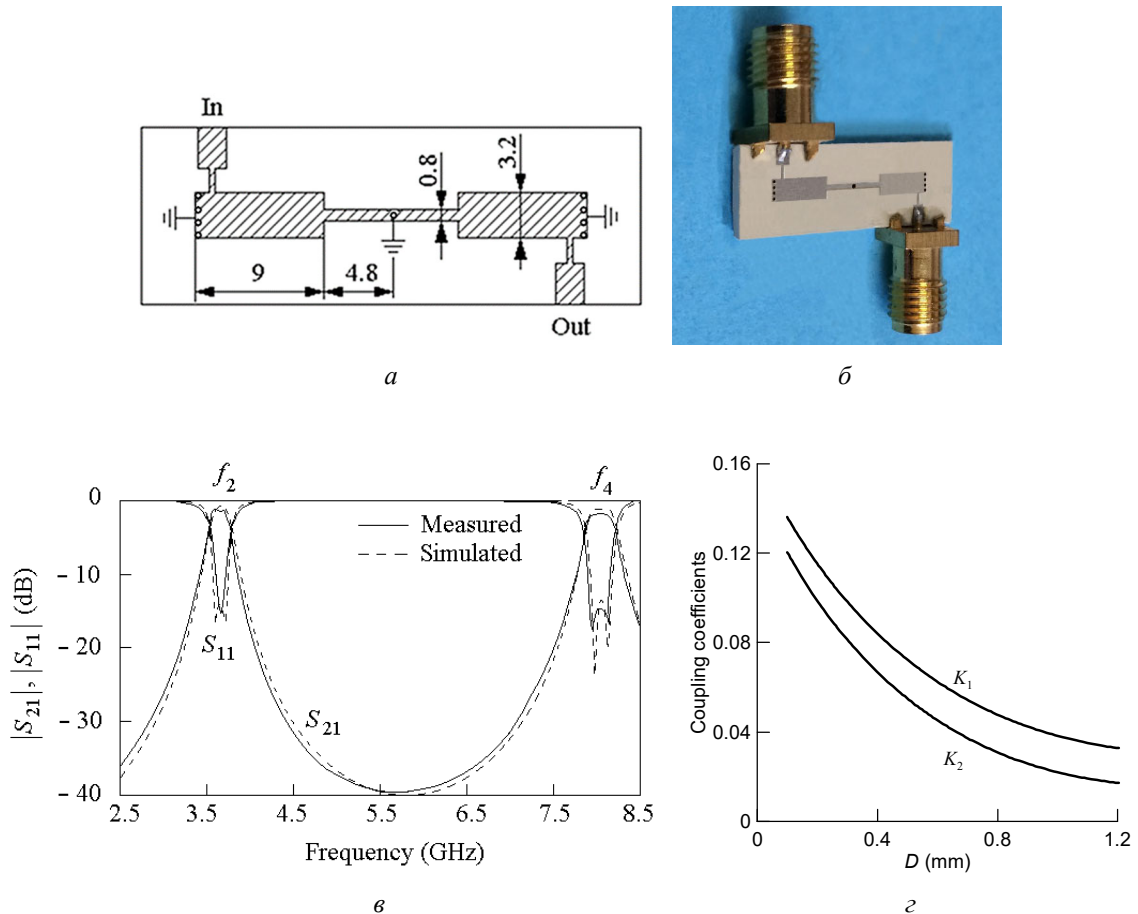


Рис. 4.13 Мікросмужковий двомодовий фільтр із SILS №4. Топологія (а), фотографія виготовленого фільтра (б), виміряні та змодельовані частотні характеристики (в), модельовані коефіцієнти зв'язку (г).

Горизонтальний відрізок резонатора має довжину $L = 27,6$ мм (SILS №1). При цьому однорідна лінія передачі при тій же ширині 3,2 мм ($Z_0 = 37,1$ Ом) має довжину горизонтального відрізка $\lambda_0/2 = 36$ мм. Як видно, довжина SILS №1 виявилася коротшою на $\eta = 0,77$ ($m = 1,91$). Цьому укороченню сприяли ємності на вході та виході фільтра. Розрахунок згідно (4.26) дає $\eta = 0,81$ при $m = 1,91$.

Фільтр з SILS №4. Топологію фільтра показано на Рис. 4.13а. Він займає підкладку розміром 38,2×12,8 мм. У центральній частині та на кінцях фільтра виконані металізовані отвори діаметром 0,6 і 0,4 мм відповідно. Фотографія, а також виміряні та модельовані частотні характеристики фільтра-прототипу представлені на Рис. 4.13б та Рис. 4.13в відповідно. Цей фільтр можна використовувати як дводіапазонний фільтр. При заданих параметрах отримуємо коефіцієнти зв'язку $K_1 = 0,048$ та $K_2 = 0,031$ у першій та другій смугах пропускання. На Рис. 4.13г показано розраховані коефіцієнти зв'язку залежно від діаметра D металізованого отвору.

Таблиця 4.1 Порівняння з опублікованими дводіапазонними фільтрами

Посилання	f_1/f_2 , ГГц	3-дБ FBW, %	IL_1/IL_2 , дБ	Відношення f_2/f_1
[84]	0,705/1,37	41/19	0,55/1,04	1,94
[85]	3,61/6,14	21/17	0,65/1,34	1,70
[86]	1,78/4,0	7,0/5,5	0,42/0,37	2,25
[87]	1,57/2,38	9,9/6,5	1,21/1,95	1,52
[88]	2,55/3,97	12,5/5,4	1,59/2,91	1,56
[89]	0,8/3,04	55,1/11,2	0,7/1,35	3,8
[90]	3,32/5,17	25,5/14,2	1,38/1,53	1,56
[91]	1,0/2,0	8,5/9,0	1,0/0,7	2,0
Фільтр на Рис. 4.13	3,64/8,06	7/4,5	0,8/1,2	2,21 $1,46 \leq f_2/f_1 \leq 2,61$

Порівняння результатів вимірювань цього фільтра з відомими дводіапазонними смуговими фільтрами приведено в Таблиця 4.1. Отримано вимірне відношення $f_2/f_1 = 2,21$ для центральних частот двох смуг пропускання. При цьому те ж значення, розраховане згідно (4.57), дорівнює $f_2/f_1 = 2,26$ при $m = 1,91$. Різниця між цими значеннями становить 2%. Цей двосмуговий фільтр відрізняється від існуючих тим (Таблиця 4.1), що можна змінити відносне положення двох смуг

пропускання ($1,46 \leq f_2/f_1 \leq 2,61$) змінюючи m . Крім того, робоча частота пропонованого фільтра змістилася у бік вищих частот. Його центральна частота $f_1 = 3,64$ ГГц нижньої смуги пропускання збільшена в $\eta = 1,83$ раза (4.65), порівняно з напівхвильовим резонатором при $m = 1,91$.

За допомогою методу оптимізації [97] синтезовано дві пари SILS, що призвело до чотирьох нових двомодових резонаторів, властивості яких систематизовані в Таблиця 4.2. У таблиці використовується нумерація резонансних частот наскрізь.

Таблиця 4.2 Властивості двомодових резонаторів із SILS

SILS	Одна мода	Дві смуги	f_2/f_1 (f_3/f_1)	η
№1	Так	Ні	$2 < f_2/f_1 \leq 4,36$	$0,558 \leq \eta \leq 1$
№2	Ні	Так	$1,73 \leq f_2/f_1 \leq 6,47$	$0,535 \leq \eta \leq 1$
№3	Так	Ні	$3 \leq f_3/f_1 \leq 6,47$	—
№4	Ні	Так	$1,46 \leq f_2/f_1 \leq 2,61$	$1,66 \leq \eta \leq 2,44$

Двомодовий резонатор із SILS №1 має розширену смугу затримання, оскільки відношення f_2/f_1 може досягати значення $f_2/f_1 = 4,36$. Цей резонатор значно коротший за напівхвильовий. Його коефіцієнт укорочення η може досягати значення $\eta = 0,558$.

Двомодовий резонатор із SILS №2 має широку смугу режекції, оскільки f_2/f_1 може досягати $f_2/f_1 = 6,47$. Цей резонатор має максимальне скорочення $\eta = 0,535$. Такий резонатор дуже перспективний для використання в дводіапазонних СПФ, оскільки дозволяє варіювати в широких межах $1,73 \leq f_2/f_1 \leq 6,47$ взаємне розташування двох смуг пропускання.

Двомодовий резонатор з SILS №3 характеризується тим, що його одномодові коливання з частотами f_1, f_3, \dots , і двомодові коливання з частотами f_2, f_4, \dots чергуються між собою. SILS №3 дозволяє відсунути паразитні прості коливання

з частотами f_1 та f_3 від основного двомодового колювання з частотою f_2 . Відношення f_3/f_1 може досягати значення $f_3/f_1 = 6,47$.

Двомодовий резонатор із SILS №4 має розширену смугу загородження. Його відношення f_2/f_1 може досягати значення $f_2/f_1 = 2,61$. Цей резонатор відрізняється тим, що його основна резонансна частота розташована значно вище, ніж у такого ж напівхвильового резонатора ($1,66 \leq \eta \leq 2,44$). Це дозволяє збільшити робочі частоти. Цей резонатор перспективний для використання у дводіапазонних СПФ, оскільки існує можливість змінювати відносно положення його смуг пропускання у широкому діапазоні ($1,46 \leq f_2/f_1 \leq 2,61$).

Таким чином, в результаті проведеного дослідження можна класифікувати такі кола за розташуванням резонансних частот. Резонатори можуть мати лише прості колювання; лише двомодові колювання; і одночасно прості та двомодові колювання, що чергуються один з одним (Рис. 4.1а і Рис. 4.7а).

Кола ліній передачі з усіма короткозамкненими кінцями не можна розглядати за допомогою аналізу парних/непарних мод (Додаток 2).

SIR із двома короткозамкненими кінцями корисні в деяких додатках, але вони мають вхідний опір рівний нулю. Запропонована процедура дозволяє синтезувати резонатори на основі заданих резонансних частот.

4.5 Висновки

1. Запропоновано використання відрізків ліній передачі зі ступінчастою зміною імпедансу для створення двомодових резонаторів та фільтрів на їх основі.
2. Розвинуто теорію двомодових резонаторів, що дозволило визначити варіанти резонаторів, в яких одночасно існують і чергуються між собою двомодові та одномодові колювання (SILS №1 і SILS №3).
3. Вперше методом параметричного синтезу отримано резонатори SILS №1-№4, які мають розширені функціональні можливості: збільшену в 1,4 рази смугу загородження (SILS №1 і SILS №3); зменшені в 1,3 рази

розміри резонаторів при тих же резонансних частотах, що і при однорідних лініях передачі (SILS №1 і SILS №2).

4. Запропоновано метод розрахунку двомодових резонаторів у випадку, коли обидва кінці резонатора закорочені.
5. Обраховано та експериментально підтверджено, що деякі з запропонованих двомодових резонаторів можуть використовуватись як двосмугові фільтри з широким діапазоном зміни відношення резонансних частот f_2/f_1 першої і другої смуг (SILS №2 та SILS №4).

Висновки

У дисертації вирішено актуальну науково-технічну задачу з спрощення процесу розробки мікросмужкових смуго-пропускних фільтрів, побудованих із відрізків ліній передачі, а також покращення їх селективності і розширення смуги загородження за рахунок вдосконалення існуючих, та розробки нових методів та схемотехнічних рішень. В результаті виконаних досліджень:

1. На основі експериментальних даних доведено, що існуюча матриця зв'язків $[m]$ недостовірно описує СПФ з одним або декількома резонаторами прохідного типу. Доведено, що причина невідповідності укладена у прохідному резонаторі. Запропоновано правило модифікації матриці $[m]$ для СПФ з одним або декількома резонаторами прохідного типу, яке полягає в тому, що необхідно змінити знак основного зв'язку, який прилеглий до «вільного» кінця прохідного резонатора. Правило знаків поширюється на СПФ з парним і непарним числом резонаторів N , воно враховує розташування прохідного резонатора в правій або лівій половині СПФ. В результаті з'явилася можливість використовувати матрицю зв'язків при різних комбінаціях відбивних і прохідних резонаторів в СПФ.

2. Визначено, що змішаний зв'язок породжує в СПФ другого порядку нуль передачі (полос згасання), який завжди розташований ближче до непарної моди коливальних. Якщо змішаний зв'язок позитивний, то нуль передачі є правостороннім, якщо цей зв'язок негативний, то нуль передачі розташований ліворуч від смуги пропускання. Встановлено взаємозв'язок між лінійною та звичайною формами представлення змішаного зв'язку. Показано, що частотна залежність лінійної форми представлення має негативний нахил. Вперше запропоновано метод аналітичного синтезу СПФ зі змішаними зв'язками між суміжними резонаторами, заснований на використанні інверторів провідностей, що дозволяє спростити конструкцію фільтрів із заданим рівнем селективності.

3. Запропоновано методи розширення смуги загородження гребінчастих та решітчастих фільтрів із зосереджено-розподіленими параметрами, які основані на аналізі траєкторій зміщення антирезонансних частот шляхом зміни координат

підключення відповідно до чвертьхвильових та півхвильових резонаторів. Розроблено схемотехнічні рішення гребінчастого та решітчастого фільтрів з розширеною смугою загородження. Показано, що шляхом зміни кількості використаних особливих точок можна збільшувати ширину смуги загородження гребінчастих та решітчастих фільтрів до 7 разів по відношенню до ширини звичайної смуги загородження. Запропоновано і перевірено експериментально методику проектування СПФ із зосереджено-розподіленими змішаними зв'язками між суміжними резонаторами, яка забезпечує можливість визначити величини всіх зосереджених і розподілених елементів, які використовуються в гребінчастих та решітчастих фільтрах запропонованої конструкції.

4. Запропоновано використання відрізків ліній передачі зі ступінчастою зміною імпедансу для створення двомодових резонаторів та фільтрів на їх основі. Розвинуто теорію двомодових резонаторів, що дозволило визначити варіанти резонаторів, в яких одночасно існують і чергуються між собою двомодові та одномодові коливання (SILS №1 і SILS №3). Вперше методом параметричного синтезу отримано резонатори SILS №1-№4, які мають розширені функціональні можливості: збільшену в 1,4 рази смугу загородження (SILS №1 і SILS №3); зменшені в 1,3 рази розміри резонаторів при тих же резонансних частотах, що і при однорідних лініях передачі (SILS №1 і SILS №2). Запропоновано метод розрахунку двомодових резонаторів у випадку, коли обидва кінці резонатора закорочені. Обраховано та експериментально підтверджено, що деякі з запропонованих двомодових резонаторів можуть використовуватись як двосмугові фільтри з широким діапазоном зміни відношення резонансних частот f_2/f_1 першої і другої смуг (SILS №2 та SILS №4).

Результати дослідження нових методів побудови та схемотехнічних рішень СПФ з відрізків ліній передачі можуть знайти широке застосування при розробці нових фільтрів для систем бездротового зв'язку широкого застосування.

Список використаних джерел

- [1] A. I. Rybin, A. D. Melnyk, Y. K. Nizhebetskaya, I. A. Sushko, and S. N. Litvintsev, "Pattern recognition of 1D and 2D signals using normalization and normal transformation," *Radioelectron. Commun. Syst.*, vol. 59, no. 1, pp. 28–38, Jan. 2016, doi: 10.3103/S0735272716010027.
- [2] О. І. Рибін, С. М. Літвінцев, І. О. Сушко, and С. О. Пелевін, "Класифікація двовимірних образів з використанням нормалізації за рівнем," *Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування*, № 61, с. 50–59, 2015, doi: 10.20535/RADAR.2015.61.50-59.
- [3] О. І. Рибін, С. М. Літвінцев, and І. О. Сушко, "Алгоритм нормального дискретного ортогонального перетворення двовимірного образу," *Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування*, № 63, с. 21–32, Dec. 2015, doi: 10.20535/RADAR.2015.63.21-32.
- [4] С. М. Літвінцев, І. О. Сушко, Є. В. Вістизенко, and О. І. Рибін, "Класифікація одновимірних та двовимірних образів при довільному масштабі просторових координат," *Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування*, № 60, с. 25–33, Mar. 2015, doi: 10.20535/RADAR.2015.60.25-33.
- [5] W. Feng, W. Che, and Q. Xue, "Balanced filters with wideband common mode suppression using dual-mode ring resonators," *IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap.*, vol. 62, no. 6, pp. 1499–1507, Jun. 2015, doi: 10.1109/TCSI.2015.2423752.
- [6] I. ud Din, J. Wernehag, S. Andersson, and H. Sjoland, "Two tunable frequency duplexer architectures for cellular transceivers," *IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap.*, vol. 64, no. 11, pp. 2988–2999, Nov. 2017, doi: 10.1109/TCSI.2017.2706969.
- [7] J.-X. Chen, Y.-L. Li, W. Qin, Y.-J. Yang, and Z.-H. Bao, "Compact multi-layer bandpass filter with wide stopband using selective feeding scheme," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 65, no. 8, pp. 1009–1013, Aug. 2018, doi: 10.1109/TCSII.2017.2782692.

- [8] W.-J. Zhou and J.-X. Chen, “High-selectivity tunable balanced bandpass filter with constant absolute bandwidth,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 64, no. 8, pp. 917–921, Aug. 2017, doi: 10.1109/TCSII.2016.2621120.
- [9] A. E. Atia and A. E. Williams, “Narrow-bandpass waveguide filters,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 20, no. 4, pp. 258–265, Apr. 1972, doi: 10.1109/TMTT.1972.1127732.
- [10] A. Atia, A. Williams, and R. Newcomb, “Narrow-band multiple-coupled cavity synthesis,” *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 21, no. 5, pp. 649–655, Sep. 1974, doi: 10.1109/TCS.1974.1083913.
- [11] R. J. Cameron, “General coupling matrix synthesis methods for Chebyshev filtering functions,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 4, pp. 433–442, Apr. 1999, doi: 10.1109/22.754877.
- [12] J. S. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Application*. New York: Wiley, 2001.
- [13] S. Zhang, L. Zhu, and R. Weerasekera, “Synthesis of inline mixed coupled quasi-elliptic bandpass filters based on $\lambda/4$ resonators,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 63, no. 10, pp. 3487–3493, Oct. 2015, doi: 10.1109/TMTT.2015.2467380.
- [14] F. Zhu, W. Hong, J.-X. Chen, and K. Wu, “Quarter-wavelength stepped-impedance resonator filter with mixed electric and magnetic coupling,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 24, no. 2, pp. 90–92, 2014, doi: 10.1109/LMWC.2013.2290225.
- [15] P. I. Richards, “Resistor-transmission-line circuits,” *Proc. IRE*, vol. 36, no. 2, pp. 217–220, Feb. 1948, doi: 10.1109/JRPROC.1948.233274.
- [16] H. J. Riblet, “General synthesis of quarter-wave impedance transformers,” *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 5, no. 1, pp. 36–43, 1957, doi: 10.1109/TMTT.1957.1125088.
- [17] A. Matsumoto, Ed., *Microwave Filters and Circuits*, 1st ed. Academic Press, 1970.
- [18] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-*

- Matching Networks, and Coupling Structures*. New York: Artech House Books, 1980.
- [19] R. M. Kurzrok, “General three-resonator filters in waveguide,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 14, no. 1, pp. 46–47, Jan. 1966, doi: 10.1109/TMTT.1966.1126154.
- [20] R. M. Kurzrok, “General four-resonator filters at microwave frequencies,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-14, no. 6, pp. 295–296, 1966, doi: 10.1109/TMTT.1966.1126254.
- [21] О. В. Захаров, М. Ю. Ільченко, С. М. Літвінцев, and Л. С. Пінчук, “Мікросмушковий смугопрускаючий фільтр,” Патент № 135153, 2019.
- [22] A. Zakharov, S. Rozenko, S. Litvintsev, and M. Ilchenko, “Trisection bandpass filter with mixed cross-coupling and different paths for signal propagation,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 30, no. 1, pp. 12–15, Jan. 2020, doi: 10.1109/LMWC.2019.2957207.
- [23] S. Amari, U. Rosenberg, and J. Bornemann, “Adaptive synthesis and design of resonator filters with source/load-multiresonator coupling,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 8, pp. 1969–1978, Aug. 2002, doi: 10.1109/TMTT.2002.801348.
- [24] A. V. Zakharov and S. A. Rozenko, “Duplexer designed on the basis of microstrip filters using high dielectric constant substrates,” *J. Commun. Technol. Electron.*, vol. 57, no. 6, pp. 649–655, Jun. 2012, doi: 10.1134/S1064226912030187.
- [25] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, “Microstrip cross-coupled trisection bandpass filters with asymmetric frequency characteristics,” *IEE Proc. - Microwaves, Antennas Propag.*, vol. 146, no. 1, p. 84, 1999, doi: 10.1049/ip-map:19990146.
- [26] R. Hershtig, R. Levy, and K. Zaki, “Synthesis and design of cascaded trisection (CT) dielectric resonator filters,” in *27th European Microwave Conference, 1997*, 1997, vol. 2, pp. 784–791, doi: 10.1109/EUMA.1997.337890.
- [27] C.-C. Yang and C.-Y. Chang, “Microstrip cascade trisection filter,” *IEEE Microw. Guid. Wave Lett.*, vol. 9, no. 7, pp. 271–273, 1999, doi: 10.1109/75.774144.

- [28] R. J. Cameron, C. M. Kudsia, and R. R. Mansour, *Microwave Filters for Communication Systems*, 2nd ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc., 2018.
- [29] K. Ma, J.-G. Ma, K. S. Yeo, and M. A. Do, “A compact size coupling controllable filter with separate electric and magnetic coupling paths,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 3, pp. 1113–1119, Mar. 2006, doi: 10.1109/TMTT.2005.864118.
- [30] A. Zakharov, S. Litvintsev, and M. Ilchenko, “Trisection bandpass filters with all mixed couplings,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 29, no. 9, pp. 592–594, Sep. 2019, doi: 10.1109/LMWC.2019.2929650.
- [31] S. Tamiazzo and G. Macchiarella, “Synthesis of cross-coupled filters with frequency-dependent couplings,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 65, no. 3, pp. 775–782, 2017, doi: 10.1109/TMTT.2016.2633258.
- [32] P. Zhao and K. Wu, “Cascading fundamental building blocks with frequency-dependent couplings in microwave filters,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 67, no. 4, pp. 1432–1440, 2019, doi: 10.1109/TMTT.2019.2895532.
- [33] L. Szydlowski, A. Lamecki, and M. Mrozowski, “Coupled-resonator filters with frequency-dependent couplings: Coupling matrix synthesis,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 22, no. 6, pp. 312–314, 2012, doi: 10.1109/LMWC.2012.2197386.
- [34] L. Szydlowski, N. Leszczynska, A. Lamecki, and M. Mrozowski, “A substrate integrated waveguide (SIW) bandpass filter in a box configuration with frequency-dependent coupling,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 22, no. 11, pp. 556–558, Nov. 2012, doi: 10.1109/LMWC.2012.2221690.
- [35] P. Chu *et al.*, “A planar bandpass filter implemented with a hybrid structure of substrate integrated waveguide and coplanar waveguide,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 62, no. 2, pp. 266–274, Feb. 2014, doi: 10.1109/TMTT.2013.2294861.
- [36] W. Shen, L.-S. Wu, X.-W. Sun, W.-Y. Yin, and J.-F. Mao, “Novel substrate integrated waveguide filters with mixed cross coupling (MCC),” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 19, no. 11, pp. 701–703, 2009, doi:

- 10.1109/LMWC.2009.2032007.
- [37] M. Hoft and T. Shimamura, "Design of symmetric trisection filters for compact low-temperature Co-fired ceramic realization," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 1, pp. 165–175, 2010, doi: 10.1109/TMTT.2009.2035870.
- [38] R. Levy, "New cascaded trisections with resonant cross-couplings (CTR Sections) applied to the design of optimal filters," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2004, vol. 2, pp. 447–450, doi: 10.1109/mwsym.2004.1336007.
- [39] A. V. Zakharov, M. Y. Ilchenko, and L. S. Pinchuk, "Coupling coefficient of quarter-wave resonators as a function of parameters of comb stripline filters," *Radioelectron. Commun. Syst.*, vol. 58, no. 6, pp. 284–289, 2015, doi: 10.3103/S0735272715060060.
- [40] A. V. Zakharov and M. E. Il'chenko, "Pseudocomblines bandpass filters based on half-wave resonators manufactured from sections of balanced striplines," *J. Commun. Technol. Electron.*, vol. 60, no. 7, pp. 801–807, Jul. 2015, doi: 10.1134/S1064226915060182.
- [41] C.-L. Hsu, C.-H. Yu, and J.-T. Kuo, "Microstrip trisection filters with quasi-elliptic and flat group delay responses," in *2012 4th International High Speed Intelligent Communication Forum*, 2012, pp. 1–2, doi: 10.1109/HSIC.2012.6212988.
- [42] B.-W. Kim and S.-W. Yun, "Varactor-tuned comblines bandpass filter using step-impedance microstrip lines," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 4, pp. 1279–1283, 2004, doi: 10.1109/TMTT.2004.825626.
- [43] A. V. Zakharov and M. E. Il'chenko, "A new approach to designing varicap-tuned filters," *J. Commun. Technol. Electron.*, vol. 55, no. 12, pp. 1424–1431, 2010, doi: 10.1134/S1064226910120156.
- [44] S. B. Cohn, "Direct-coupled-resonator filters," *Proc. IRE*, vol. 45, no. 2, pp. 187–196, 1957, doi: 10.1109/JRPROC.1957.278389.
- [45] G. L. Matthaei, "Direct-coupled bandpass-filters with $l_0/4$ resonators," in *1958 IRE National Convention Record*, New York: IRE, 1958, pp. 98–111.

- [46] H. Wang and Q.-X. Chu, “An inline coaxial quasi-elliptic filter with controllable mixed electric and magnetic coupling,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 3, pp. 667–673, 2009, doi: 10.1109/TMTT.2009.2013290.
- [47] Q.-X. Chu and H. Wang, “A compact open-loop filter with mixed electric and magnetic coupling,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, no. 2, pp. 431–439, 2008, doi: 10.1109/TMTT.2007.914642.
- [48] S. Amari, M. Bekheit, and F. Seyfert, “Notes on bandpass filters whose inter-resonator coupling coefficients are linear functions of frequency,” in *2008 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2008, pp. 1207–1210, doi: 10.1109/MWSYM.2008.4633275.
- [49] Y. He *et al.*, “A direct matrix synthesis for in-line filters with transmission zeros generated by frequency-variant couplings,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 66, no. 4, pp. 1780–1789, Apr. 2018, doi: 10.1109/TMTT.2018.2791940.
- [50] L. Szydlowski, N. Leszczynska, and M. Mrozowski, “Generalized Chebyshev bandpass filters with frequency-dependent couplings based on stubs,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 10, pp. 3601–3612, Oct. 2013, doi: 10.1109/TMTT.2013.2279777.
- [51] AVX, “RF/Microwave Products, AVX Corporation,” *Products*. <https://www.kyocera-avx.com/products/>.
- [52] A. В. Захаров, М. Е. Ильченко, В. Я. Карнаух, and Л. С. Пинчук, “Полосковые полосно-пропускающие фильтры со ступенчатыми резонаторами,” *Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника*, vol. 54, no. 3, pp. 56–63, Mar. 2011, doi: 10.20535/S0021347011030071.
- [53] J. T. Kuo, C. L. Hsu, and E. Shih, “Compact planar quasi-elliptic function filter with inline stepped-impedance resonators,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 8, pp. 1747–1754, Aug. 2007, doi: 10.1109/TMTT.2007.901604.
- [54] T.-W. Lin, J.-T. Kuo, and S.-J. Chung, “New miniaturized ring resonator bandpass filter with wide upper stopband,” in *2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, 2013, pp. 1–4, doi: 10.1109/MWSYM.2013.6697738.

- [55] X. Y. Zhang and Q. Xue, “Harmonic-suppressed bandpass filter based on discriminating coupling,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 19, no. 11, pp. 695–697, 2009, doi: 10.1109/LMWC.2009.2032002.
- [56] Y. C. Li, X. Y. Zhang, and Q. Xue, “Bandpass filter using discriminating coupling for extended out-of-band suppression,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 20, no. 7, pp. 369–371, Jul. 2010, doi: 10.1109/LMWC.2010.2049425.
- [57] S. C. Lin, Y. S. Lin, and C. H. Chen, “Extended-stopband bandpass filter using both half- and quarter-wavelength resonators,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 16, no. 1, pp. 43–45, Jan. 2006, doi: 10.1109/LMWC.2005.860014.
- [58] A. V. Zakharov, M. E. Il’chenko, and V. N. Korpach, “Features of the coupling coefficients of planar stepped-impedance resonators at higher resonance frequencies and application of such resonators for suppression of spurious passbands,” *J. Commun. Technol. Electron.*, vol. 59, no. 6, pp. 550–556, Jul. 2014, doi: 10.1134/S1064226914060217.
- [59] A. V. Zakharov, “Expanding the rejection band of planar bandpass filters,” *J. Commun. Technol. Electron.*, vol. 57, no. 1, pp. 95–100, Jan. 2012, doi: 10.1134/S1064226911090105.
- [60] О. В. Захаров, С. О. Розенко, С. М. Літвінцев, and Л. С. Пінчук, “Смугопропускаючий гребінчастий фільтр,” Патент № 145151, 2020.
- [61] J.-S. Hong, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, 2nd ed. New Jersey: Wiley, 2011.
- [62] О. В. Захаров, С. О. Розенко, С. М. Літвінцев, and Л. С. Пінчук, “Смугопропускаючий решітчастий фільтр,” Патент № 146716, 2021.
- [63] A. Perodou, A. Korniienko, G. Scorletti, M. Zarudniev, J.-B. David, and I. O’Connor, “Frequency design of lossless passive electronic filters: a state-space formulation of the direct synthesis approach,” *IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap.*, vol. 68, no. 1, pp. 161–174, Jan. 2021, doi: 10.1109/TCSI.2020.3034300.
- [64] E. Zolkov, R. Weiss, and E. Cohen, “Analysis and design of N-path band-pass

- filters with negative base band resistance,” *IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap.*, vol. 67, no. 7, pp. 2250–2262, Jul. 2020, doi: 10.1109/TCSI.2020.2973860.
- [65] H. Zhu, X. Zhu, Y. Yang, and Y. Sun, “Design of miniaturized on-chip bandpass filters using inverting-coupled inductors in (Bi)-CMOS technology,” *IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap.*, vol. 67, no. 2, pp. 647–657, Feb. 2020, doi: 10.1109/TCSI.2019.2948754.
- [66] A. Zakharov and M. Ilchenko, “Circuit function characterizing tunability of resonators,” *IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap.*, vol. 67, no. 1, pp. 98–107, Jan. 2020, doi: 10.1109/TCSI.2019.2940066.
- [67] L. Gao, T.-W. Lin, and G. M. Rebeiz, “Design of tunable multi-pole multi-zero bandpass filters and diplexer with high selectivity and isolation,” *IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap.*, vol. 66, no. 10, pp. 3831–3842, Oct. 2019, doi: 10.1109/TCSI.2019.2914170.
- [68] R. Gomez-Garcia, J.-M. Munoz-Ferreras, and D. Psychogiou, “Adaptive multi-band negative-group-delay RF circuits with low reflection,” *IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap.*, vol. 68, no. 5, pp. 2196–2209, May 2021, doi: 10.1109/TCSI.2021.3055416.
- [69] M. Mul, M. Jasinski, A. Lamecki, R. Gomez-Garcia, and M. Mrozowski, “Inline microwave filters with $N+1$ transmission zeros generated by frequency-variant couplings: coupling-matrix-based synthesis and design,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 69, no. 3, pp. 824–828, 2022, doi: 10.1109/TCSII.2021.3125460.
- [70] I. Wolff, “Microstrip bandpass filter using degenerate modes of a microstrip ring resonator,” *Electron. Lett.*, vol. 8, no. 12, p. 302, 1972, doi: 10.1049/el:19720223.
- [71] M. Guglielmi and G. Gatti, “Experimental investigation of dual-mode microstrip ring resonators,” in *20th European Microwave Conference, 1990*, 1990, pp. 901–906, doi: 10.1109/EUMA.1990.336157.
- [72] H. Yabuki, M. Sagawa, M. Matsuo, and M. Makimoto, “Stripline dual-mode ring resonators and their application to microwave devices,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 44, no. 5, pp. 723–729, May 1996, doi: 10.1109/22.493926.

- [73] M.-F. Lei and H. Wang, "An analysis of miniaturized dual-mode bandpass filter structure using shunt-capacitance perturbation," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 3, pp. 861–867, Mar. 2005, doi: 10.1109/TMTT.2004.842504.
- [74] H.-J. Tsai, N.-W. Chen, and S.-K. Jeng, "Center frequency and bandwidth controllable microstrip bandpass filter design using loop-shaped dual-mode resonator," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 10, pp. 3590–3600, Oct. 2013, doi: 10.1109/TMTT.2013.2280129.
- [75] M.-S. Chung, I.-S. Kim, and S.-W. Yun, "Varactor-tuned hairpin bandpass filter with an attenuation pole," in *2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, 2005, vol. 4, pp. 1–4, doi: 10.1109/APMC.2005.1606748.
- [76] X. Y. Zhang, J.-X. Chen, Q. Xue, and S.-M. Li, "Dual-band bandpass filters using stub-loaded resonators," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 17, no. 8, pp. 583–585, Aug. 2007, doi: 10.1109/LMWC.2007.901768.
- [77] W. Feng and W. Che, "Novel wideband differential bandpass filters based on T-shaped structure," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, no. 6, pp. 1560–1568, Jun. 2012, doi: 10.1109/TMTT.2012.2188538.
- [78] H.-J. Tsai, B.-C. Huang, N.-W. Chen, and S.-K. Jeng, "A reconfigurable bandpass filter based on a varactor-perturbed, T-shaped dual-mode resonator," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 24, no. 5, pp. 297–299, May 2014, doi: 10.1109/LMWC.2014.2306893.
- [79] W. Tang and J.-S. Hong, "Varactor-tuned dual-mode bandpass filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 8, pp. 2213–2219, Aug. 2010, doi: 10.1109/TMTT.2010.2052958.
- [80] C.-H. Wang, Y.-S. Lin, and C. H. Chen, "Novel inductance-incorporated microstrip coupled-line bandpass filters with two attenuation poles," in *2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IEEE Cat. No.04CH37535)*, 2004, pp. 1979–1982, doi: 10.1109/MWSYM.2004.1338999.
- [81] C.-H. Wu, Y.-S. Lin, C.-H. Wang, and C. H. Chen, "Novel microstrip coupled-line bandpass filters with shortened coupled sections for stopband extension," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 2, pp. 540–546, Feb. 2006, doi:

- 10.1109/TMTT.2005.862710.
- [82] L. Athukorala and D. Budimir, "Compact dual-mode open loop microstrip resonators and filters," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 19, no. 11, pp. 698–700, Nov. 2009, doi: 10.1109/LMWC.2009.2032003.
- [83] R.-J. Mao, X.-H. Tang, and F. Xiao, "Novel compact quarter-wavelength resonator filter using lumped coupling elements," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 17, no. 2, pp. 112–114, Feb. 2007, doi: 10.1109/LMWC.2006.890332.
- [84] Y. Wu, L. Cui, Z. Zhuang, W. Wang, and Y. Liu, "A simple planar dual-band bandpass filter with multiple transmission poles and zeros," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 65, no. 1, pp. 56–60, Jan. 2018, doi: 10.1109/TCSII.2017.2702191.
- [85] X.-K. Bi, T. Cheng, P. Cheong, S.-K. Ho, and K.-W. Tam, "Design of dual-band bandpass filters with fixed and reconfigurable bandwidths based on terminated cross-shaped resonators," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 66, no. 3, pp. 317–321, Mar. 2019, doi: 10.1109/TCSII.2018.2848667.
- [86] J. Tang, H. Liu, and Y. Yang, "Balanced dual-band superconducting filter using stepped-impedance resonators with high band-to-band isolation and wide stopband," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 68, no. 1, pp. 131–135, Jan. 2021, doi: 10.1109/TCSII.2020.3001258.
- [87] R. Gomez-Garcia, L. Yang, J.-M. Munoz-Ferreras, and D. Psychogiou, "Selectivity-enhancement technique for stepped-impedance-resonator dual-passband filters," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 29, no. 7, pp. 453–455, Jul. 2019, doi: 10.1109/LMWC.2019.2916458.
- [88] W. Xu, K. Ma, and C. Du, "Design and loss reduction of multiple-zeros dual-band bandpass filter using SISL," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 68, no. 4, pp. 1168–1172, Apr. 2021, doi: 10.1109/TCSII.2020.3035038.
- [89] Y. Zhang, Y. Wu, H. Yu, and W. Wang, "All-frequency absorptive CL dual-band BPF with complementary lossy bandstop branches," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 68, no. 12, pp. 3532–3536, Dec. 2021, doi:

- 10.1109/TCSII.2021.3077507.
- [90] L. Hao, Y. Wu, W. Wang, and Y. Yang, “Design of on-chip dual-band bandpass filter using lumped elements in LTCC technology,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 69, no. 3, pp. 959–963, Mar. 2022, doi: 10.1109/TCSII.2021.3113790.
- [91] X. Dai, Q. Yang, H. Du, C. Guo, and A. Zhang, “Direct synthesis method for dual-band bandpass filters with wide fractional bandwidth range and center frequency ratio,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 68, no. 8, pp. 2755–2759, Aug. 2021, doi: 10.1109/TCSII.2021.3063731.
- [92] F. Martín, L. Zhu, J. Hong, and F. Medina, *Balanced Microwave Filters*. New York, NY: Wiley, 2018.
- [93] K. Rawat, M. S. Hashmi, and F. M. Ghannouchi, “Dual-band RF circuits and components for multi-standard software defined radios,” *IEEE Circuits Syst. Mag.*, vol. 12, no. 1, pp. 12–32, 2012, doi: 10.1109/MCAS.2011.2181074.
- [94] Z.-C. Guo, L. Zhu, and S.-W. Wong, “A quantitative approach for direct synthesis of bandpass filters composed of transversal resonators,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 66, no. 4, pp. 577–581, Apr. 2019, doi: 10.1109/TCSII.2018.2866101.
- [95] I. S. Krishna and S. Mukherjee, “Triple-mode substrate integrated coaxial resonator based bandpass filter featuring flexible transmission zeros and adjustable bandwidth,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 68, no. 4, pp. 1223–1227, Apr. 2021, doi: 10.1109/TCSII.2020.3035717.
- [96] D. B. Large, “Synthesis of a transmission-line resonator with a specified frequency spectrum,” *Proc. IEEE*, vol. 52, no. 5, pp. 633–634, 1964, doi: 10.1109/PROC.1964.3034.
- [97] О. Н. Литвиненко and В. И. Сошников, *Теория неоднородных линий и их применение в радиотехнике*. Москва: Советское радио, 1964.
- [98] M. Makimoto and S. Yamashita, “Compact bandpass filters using stepped impedance resonators,” *Proc. IEEE*, vol. 67, no. 1, pp. 16–19, 1979, doi: 10.1109/PROC.1979.11196.

- [99] M. Makimoto and S. Yamashita, “Bandpass filters using parallel coupled stripline stepped impedance resonators,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 28, no. 12, pp. 1413–1417, 1980, doi: 10.1109/TMTT.1980.1130258.
- [100] A. Zakharov, “Parametric and structural-parametric synthesis of nonuniform transmission line resonators,” *IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap.*, vol. 68, no. 3, pp. 1055–1067, Mar. 2021, doi: 10.1109/TCSI.2020.3044925.
- [101] A. Zakharov, S. Litvintsev, and M. Ilchenko, “Transmission line tunable resonators with intersecting resonance regions,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 67, no. 4, pp. 660–664, Apr. 2020, doi: 10.1109/TCSII.2019.2922429.
- [102] A. Zakharov, S. Rozenko, S. Litvintsev, and M. Ilchenko, “Hairpin resonators in varactor-tuned microstrip bandpass filters,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 67, no. 10, pp. 1874–1878, Oct. 2020, doi: 10.1109/TCSII.2019.2953247.
- [103] E. A. Guillemin, *Synthesis of Passive Networks: Theory and Methods Appropriate to the Realization and Approximation Problems*. New York: Wiley, 1959.

Розділ 5. Додатки

Додаток 1

Матричні поліноміальні коефіцієнти SILS

N	$a_0^{(N)}, b_0^{(N)}$	$a_1^{(N)}, b_1^{(N)}$	$a_2^{(N)}, b_2^{(N)}$	$a_3^{(N)}, b_3^{(N)}$	$a_4^{(N)}, b_4^{(N)}$
1	$a_0^{(1)} = 1$ $b_0^{(1)} = 1$	$a_1^{(1)} = Z_{01}$ $b_1^{(1)} = 1/Z_{01}$			
2	$a_0^{(2)} = 1$ $b_0^{(2)} = 1$	$a_1^{(2)} = Z_{01} + Z_{02}$ $b_1^{(2)} = 1/Z_{01} + 1/Z_{02}$	$a_2^{(2)} = Z_{02}/Z_{01}$ $b_2^{(2)} = Z_{01}/Z_{02}$		
3	$a_0^{(3)} = 1$ $b_0^{(3)} = 1$	$a_1^{(3)} = Z_{01} + Z_{02} + Z_{03}$ $b_1^{(3)} = 1/Z_{01} + 1/Z_{02} + 1/Z_{03}$	$a_2^{(3)} = Z_{02}/Z_{01} + Z_{03}/Z_{01} + Z_{03}/Z_{02}$ $b_2^{(3)} = Z_{01}/Z_{02} + Z_{01}/Z_{03} + Z_{02}/Z_{03}$	$a_3^{(3)} = Z_{01}Z_{03}/Z_{02}$ $b_3^{(3)} = Z_{02}/Z_{01}Z_{03}$	
4	$a_0^{(4)} = 1$ $b_0^{(4)} = 1$	$a_1^{(4)} = Z_{01} + Z_{02} + Z_{03} + Z_{04}$ $b_1^{(4)} = 1/Z_{01} + 1/Z_{02} + 1/Z_{03} + 1/Z_{04}$	$a_2^{(4)} = Z_{02}/Z_{01} + Z_{03}/Z_{01} +$ $Z_{04}/Z_{01} + Z_{03}/Z_{02} + Z_{04}/Z_{02} + Z_{04}/Z_{03}$ $b_2^{(4)} = Z_{01}/Z_{02} + Z_{01}/Z_{03} + Z_{01}/Z_{04} +$ $Z_{02}/Z_{03} + Z_{02}/Z_{04} + Z_{03}/Z_{04}$	$a_3^{(4)} = Z_{01}Z_{03}/Z_{02} + Z_{01}Z_{04}/Z_{02} +$ $Z_{01}Z_{04}/Z_{03} + Z_{02}Z_{04}/Z_{03}$ $b_3^{(4)} = Z_{02}/Z_{01}Z_{03} + Z_{02}/Z_{01}Z_{04} +$ $Z_{03}/Z_{01}Z_{04} + Z_{03}/Z_{02}Z_{04}$	$a_4^{(4)} = Z_{02}Z_{04}/Z_{01}Z_{03}$ $b_4^{(4)} = Z_{01}Z_{03}/Z_{02}Z_{04}$

Додаток 2

Двомодовий резонатор із короткозамкненими кінцями (Рис. 4.7а,б) можна представити як симетричну схему на Рис. 5.1а, де AA' — симетрична площина кола. Якщо розіркнене коло в площині AA' , то ми отримаємо схему для парного аналізу (Рис. 5.1б). У цьому випадку маємо рівняння резонансу $Y_e = 0$, яке дає резонансні частоти парних мод коливань. Якщо коротке замикання в площині AA' , то отримаємо схему для непарних коливань (Рис. 5.1в). Резонатор на Рис. 5.1в не має входу, тому рівняння резонансу для непарних коливань не може бути складене.

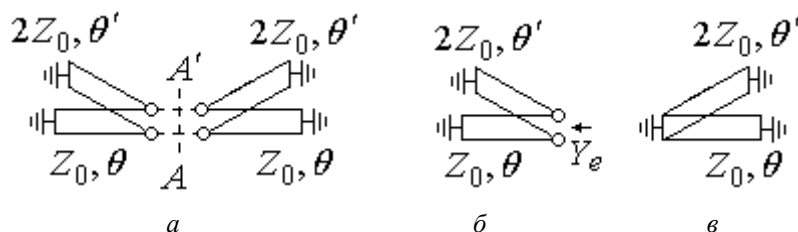


Рис. 5.1 Двомодовий резонатор з короткозамкненими кінцями. Симетричне уявлення кола (а), збудження парної (б) та непарної (в) моди.

Варіанти тримодового резонатора з SILS представлено на рисунках нижче.

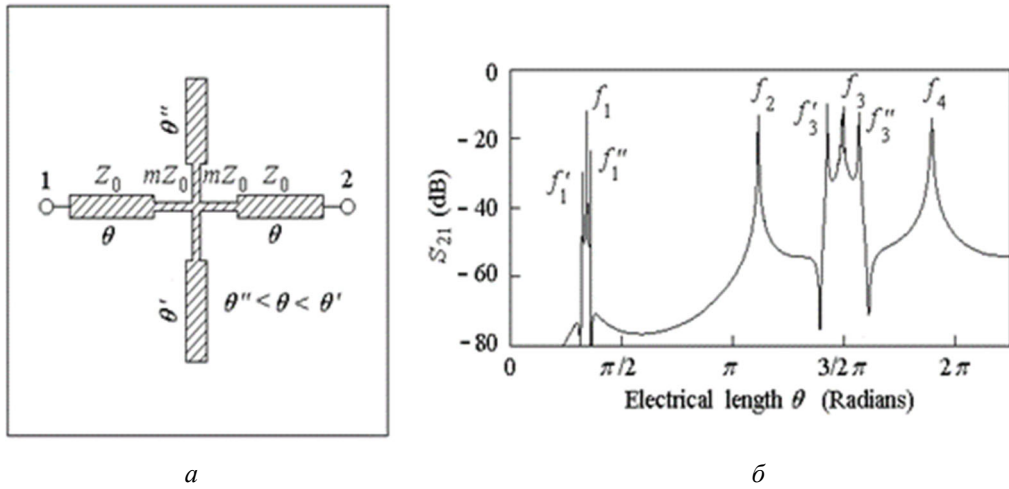


Рис. 5.2 Тримодові резонатори з SILS №1. Топологія (а), резонансні частоти (збільшене співвідношення f_2/f_1 , зменшене f_1) (б).

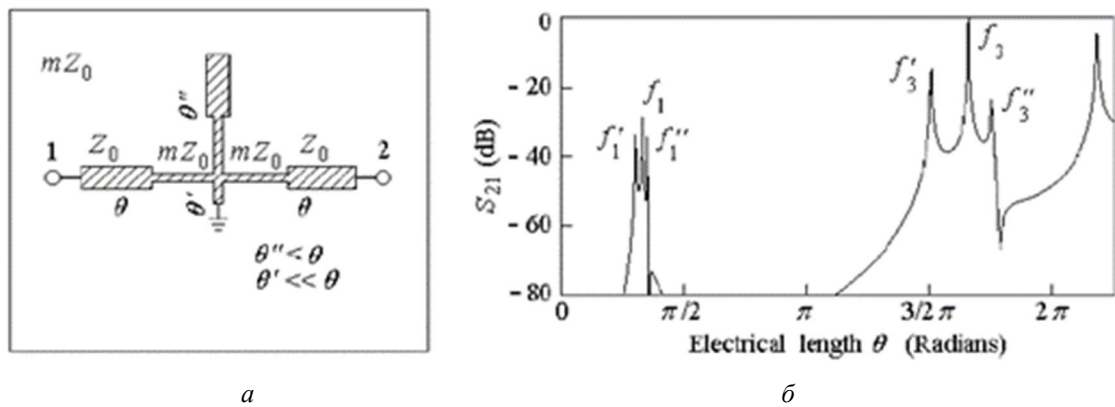


Рис. 5.3 Тримодові резонатори з SILS №2 і короткозамкненим шлейфом малої довжини. Топологія (а), резонансні частоти (збільшене співвідношення f_3/f_1 , зменшене f_1) (б).

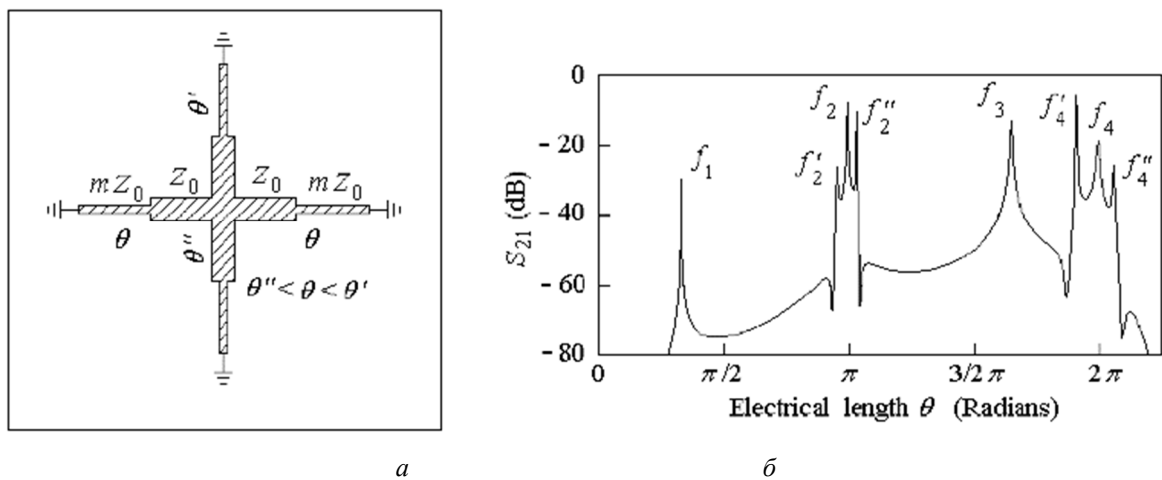
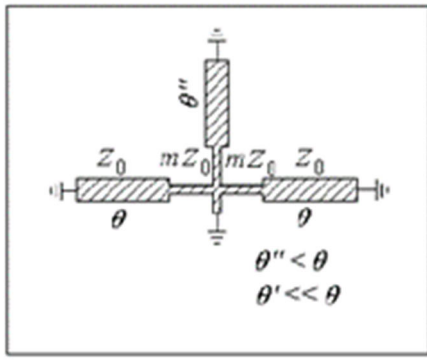
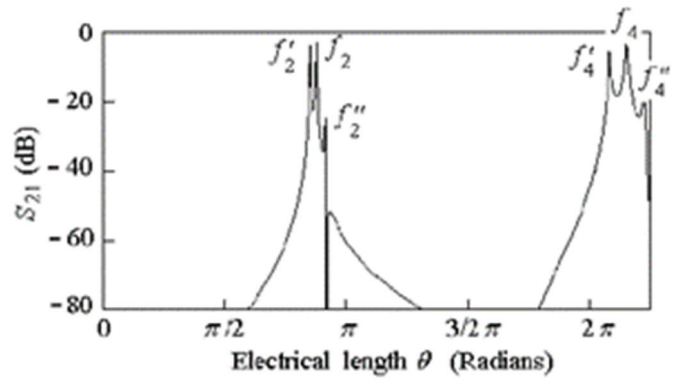


Рис. 5.4 Тримодові резонатори з SILS №3. Топологія (а), резонансні частоти (збільшене співвідношення f_3/f_1) (б).



a



б

Рис. 5.5 Тримодові резонатори з SILS №4 і короткозамкненим шлейфом малої довжини. Топологія (а), резонансні частоти (збільшене співвідношення f_4/f_2 , збільшене f_2) (б).