

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ**

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Ліщиновська Наталія Олександрівна

УДК 621.396.69

ДИСЕРТАЦІЯ

**МЕТОД СИНТЕЗУ РОЗПОДІЛЕНИХ ВИСОКОДОБРОТНИХ
РЕЗОНАТОРІВ З РОЗРІДЖЕНИМ ДІАПАЗОНОМ ЧАСТОТ ДЛЯ
РАДІОТЕХНІЧНИХ ПРИСТРОЇВ ТА ЗАСОБІВ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ**

05.12.13 – «Радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій»

Подається на здобуття наукового ступення кандидата
технічних наук

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей,
результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

Науковий керівник:
Козловський Валерій Валерійович
доктор технічних наук, професор

Київ – 2021

АНОТАЦІЯ

Ліщиновська Н.О. Метод синтезу розподілених високодобротних резонаторів з розрядженим спектром частот для радіотехнічних пристроїв та засобів телекомунікацій. - Рукопис

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.12.13 – Радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій. – Державний університет телекомунікацій, МОН України, Київ, 2020.

Дисертаційна робота присвячена розробці питань синтезу розподілених високодобротних резонаторів з необхідним розташуванням резонансних частот для радіотехнічних пристроїв та засобів телекомунікацій. Сучасні телекомунікаційні системи характеризуються великою кількістю радіоелектронних засобів (РЕЗ) різного призначення. Розміщення великої кількості РЕЗ в невеликому об'ємі простору, наприклад на борту літального апарату (ЛА), призводить до небажаного впливу апаратури РЕМ один на одного, що призводить до погіршення технічних характеристик радіоелектронного обладнання (РЕО) і в цілому ускладнює електромагнітну обстановку (електромагнітну сумісність (ЕМС)) засобів телекомунікацій. Для поліпшення ЕМС в даний час широко використовуються частотно-селективні пристрої (частотні фільтри), які є найважливішими елементами сучасних радіотехнічних систем. Вони широко використовуються в системах зв'язку, в фазованих антенних решітках (ФАР) радіолокаційних станцій, а також в різній вимірювальній і спеціальній радіоапаратурі.

Одним з основних елементів частотних фільтрів є резонатори. Найважливішою характеристикою резонансної системи (резонатора), яка визначає втрати енергії в коливальній системі, крутизну схилів амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) фільтру, ширину смуги пропускання і затримання, а також рівні загасання енергії в смузі пропускання і затримання, є добротність. Величина добротності визначається конструкцією резонатора і втратами енергії в діелектрику і в металі провідників.

В даний час, в якості розподілених резонаторів в основному використовуються найпростіші конструкції коаксіальних і полоскових ліній передачі з постійним хвильовим опором. При цьому конструктивні параметри резонаторів не змінюються по довжині. Дані обмеження не дозволяють реалізувати фільтри з необхідними низькими втратами енергії в смузі пропускання і досить високим загасанням в смузі загородження.

В результаті проведеного аналізу методів побудови резонаторів встановлено, що найбільш перспективними на даному етапі розвитку розподілених пристроїв засобів телекомунікацій і промислового виробництва радіотехнічних матеріалів, є пристрої селекції на відрізках неоднорідних полоскових і коаксіальних ліній передачі, що забезпечують задану розрядку спектра резонансних частот і мають максимально високу добротність. Однак при реалізації таких пристроїв розробники стикаються з серйозними труднощами, зумовленими відсутністю аналітичних виразів для розрахунку добротності резонансних систем, відсутністю методів синтезу високодобротних резонаторів, а також з відсутністю алгоритмів розрахунку їх конструктивних параметрів. Крім того, для більшості розроблених пристроїв не обґрунтований вибір допусків при виготовленні, що викликає необхідність регулювань і веде до більшого відсотку браку і собівартості при виробництві.

В результаті огляду існуючих методів синтезу фільтруючих пристроїв розроблений метод дослідження, що полягає в підході до синтезу високодобротних резонансних систем з позицій спектральної теорії неоднорідних ліній в поєднанні з методами чисельного синтезу.

Ідея запропонованого методу синтезу резонаторів полягає в наступному. З теорії довгих ліній відомо, що вхідний опір лінії однозначно визначає закон зміни хвильового опору. Отже, для побудови резонатора, що володіє необхідними електричними характеристиками треба сформулювати його вхідний опір, в якому були б закладені всі необхідні властивості резонансної системи. У роботі в якості системи універсальних параметрів запропоновано використовувати резонансні частоти (спектр лінії) і відрахування опору резонатора на резонансних частотах.

Тоді, змінюючи положення резонансних частот в робочій області можна домогтися заданого становища основної (робочої) резонансної частоти і необхідного розподілу неробочих (паразитних) резонансів, які обумовлюють паразитні смуги пропускання частотних фільтрів. Що стосується вибору відрахувань на резонансних частотах, то їх можна вибрати, виходячи з додаткових умов. Таким чином, в роботі запропоновано використовувати добротність резонатора на основній частоті. Таким чином, зміною спектру в неробочій області та відрахувань на всіх частотах спектра можна отримати задане значення добротності основного резонансу.

На основі сформульованого спектрального підходу розроблений метод синтезу резонаторів на нерегулярних лініях передачі. На відміну від відомих способів побудови резонаторів запропонований метод дозволяє одночасно синтезувати розподілені коливальні системи за заданим розподілом резонансних частот в заданій частотній області і величиною добротності основного типу коливань. Показано, що спектральний метод найбільш ефективний при синтезі неоднорідних резонаторів з урахуванням втрат. В роботі розглянуті неоднорідні лінії з втратами. На відміну від існуючих методів побудови резонаторів, орієнтованих в основним на однорідні лінії, отримані уточнюючі аналітичні вирази, що дозволяють визначати добротність при довільних залежностях хвильового опору і розподілених втрат від координати.

Розроблено метод синтезу високодобротних резонаторів з розрядженим спектром, який на відміну від існуючого дозволяє синтезувати резонатори на відрізках плавно-неоднорідних передавальних ліній. При цьому завдання визначення максимального значення добротності, вирішена за допомогою чисельних методів оптимізації.

Розроблено математичну модель резонатора, відмінною рисою якої є мінімальне число змінних параметрів при використанні чисельних методів оптимізації. На основі цієї моделі здійснено синтез резонаторів по полюсах, оцінкою вхідного опору і побудована його цільова функція. З використанням чисельних методів оптимізації (метод змінного допуску, метод деформованого

багатогранника) знайдені оптимальні значення полюсів і відрахувань вхідного опору резонатора, які однозначно визначають хвильовий опір резонатора, що володіє максимальною добротністю при заданому розподілі резонансних частот.

Розроблено алгоритми синтезу нерегулярних високодобротних резонаторів, які орієнтовані на типи неоднорідних ліній, найбільш часто використовуваних на практиці (коаксіальна, мікрополоскова, симетрична полоскова). Запропоновані алгоритми, які відрізняються від відомих використанням мінімальної кількості варійованих параметрів і дозволяють визначити хвильовий опір резонатора з максимально можливою добротністю.

Здійснено оцінку допусків по контролю в процесі виробництва найбільш важливих параметрів конструкції і діелектричних матеріалів, використовуваних при виготовленні резонаторів. Показано, що розроблені резонансні системи за своїми характеристиками можуть перевершувати відомі аналоги за такими параметрами: добротність резонаторів збільшена на 20 – 40% в залежності від типу конструкції і заданої розрядки спектра; виграш в рівні загасання в смузі пропускання резонаторів полоскової конструкції склав 20 – 30%; коаксіальної – до 80%; область загородження збільшена в 2 і більше разів; рівень позасмугових випромінювань зменшений на 15 – 25%; виборчі характеристики пристроїв на базі розроблених резонаторів поліпшені не менше, ніж на 20%; точність розрахунку резонаторів коаксіальної і полоскової конструкції дозволила скоротити на 20% обсяг регулювальних робіт; масо-габаритні показники розроблених резонаторів зменшені в 1,2 – 2 рази, що відповідає вимогам комплексної інтеграції радіотехнічних пристроїв.

Основні результати дисертаційних досліджень можуть бути використані при розробці пристроїв частотної селекції різних телекомунікаційних пристроїв і систем.

Ключові слова: пристрій, радіоелектронне обладнання, лінія передачі, резонатор, добротність, резонансна частота, фільтр, пристрій частотної селекції, хвильовий опір, амплітудно-частотна характеристика.

ANOTATION

Lishchinovska N.O. Method for Synthesis of Dispersed High-Frequency Resonators with Discharged Frequency Spectrum for Radio Engineering Structures and Telecommunication Devices. - Manuscript

Dissertation for the scientific degree of Candidate of Technical Sciences in the specialty 05.12.13 - Radiotechnical Devices and Telecommunications Devices. - –

State University of Telecommunications, Ministry of Education and Science of Ukraine, Kyiv, 2020.

The dissertation work is devoted to the development of synthesis of disconnected high-frequency resonators with the necessary location of resonant frequencies for radio engineering structures and telecommunication devices. Modern telecommunications systems are characterized by a large number of radioelectronic devices (REZ) of various purposes. Placing a large number of REZs in a small volume of space, e.g., on board a flight vehicle (AF), leads to an unnecessary one-to-one impact of the REM hardware, which leads to deterioration of technical characteristics of radio-electronic equipment (REO) and in general complicates electromagnetic environment (electromagnetic cohesion (EMC)) of telecommunication devices. To improve EMC at this time are widely used frequency selective devices (frequency filters), which are the most important elements of modern radio engineering systems. They are widely used in communication systems, in phased antenna arrays (FAR) of radiolocation stations, as well as in various measuring and special radio equipment.

One of the main elements of frequency filters are resonators. The most important characteristic of the resonant system (resonator), which determines the loss of energy in the cavity system, the steepness of the filter's amplitude-frequency response (AFR), width of the transmittance and attenuation waves, as well as the level of energy loss in the transmittance and attenuation waves, is the quality factor. The value of goodness is determined by the construction of the resonator and loss of energy in the dielectric and metal of the conductors.

Nowadays, the simplest designs of coaxial and strip transmission lines with a

constant helical support are mainly used as the divided resonators. In this case the design parameters of resonators do not change in length. These limitations do not allow to realize filters with the required low energy loss in the transmitting smoothness and high loss of energy in the blocking smoothness.

As a result of the analysis of methods of building resonators it was found that the most promising at this stage of development of distributed devices of telecommunications devices and industrial production of radio-technical materials, There are devices selection on the fragments of uneven band and coaxial transmission lines, which provide a given discharge spectrum of resonant frequencies and have the highest possible quality. However, when implementing such devices, developers face serious difficulties due to the lack of analytical templates for calculating the quality of resonant systems, Lack of methods for synthesis of high-frequency resonators, as well as the absence of algorithms for calculating their design parameters. In addition, for most of the developed devices are not grounded selection of tolerances in the production, which leads to the need for regulation and leads to a greater number of defects and sobivartosti when producing.

As a result of the review of the existing methods of synthesis of filtration devices the research method is developed that consists in the approach to synthesis of high quality resonance systems from the positions of spectral theory of nonuniform lines in combination with the methods of numerical synthesis.

The idea of the suggested method of resonator synthesis is as follows. It is known from the theory of long lines that the input optimum of the line unambiguously determines the law of change of the twisted support. So, to build a resonator, which has necessary electrical characteristics, it is necessary to form its input optor, which would have all the necessary properties of the resonant system. In the work as a system of nonversal parameters, it is suggested to use resonant frequencies (line spectrum) and to calculate the resonator support at resonant frequencies. Then, by changing the position of resonant frequencies in the working area you can achieve a given formation of the main (working) resonant frequency and the necessary distribution of non-operational (parasitic) resonances, which cause parasitic smoothness of the frequency filters

transmission.

As for the selection of the values at resonant frequencies, they can be chosen based on additional conditions. As a given condition in the work it is suggested to use the quality of the resonator at the main frequency. Thus, by changing the spectrum in the non-operational area and the calculations at all frequencies of the spectrum we can obtain the given value of the quality of the main resonance.

On the basis of the formulated spectral approach the method of synthesis of resonators on irregular transmission lines is developed. In contrast to the well-known methods of building resonators, the proposed method allows one-time synthesis of disconnected tuning systems for a given distribution of resonant frequencies in a given frequency range and the quality factor of the main type of tuning. It is shown that the spectral method is the most effective in the synthesis of nonuniform resonators taking into account the losses. In the work the nonuniform lines with losses are considered. In contrast to the existing methods of constructing resonators based mainly on unidirectional lines, the refined analytical expressions have been obtained, which allow to determine the quality of the cavity support and dispersed losses in the coordinate.

The method of synthesis of high-deflection resonators with discharged spectrum, which, unlike the current one, allows to synthesize resonators on smoothly and non-single-differential transmission lines, has been developed. In this case, the problem of determining the maximum value of the quality factor is solved by means of numerical optimization methods.

The mathematical model of the resonator has been developed, with the distinctive feature being the minimum number of variable parameters when using numerical methods of optimization. On the basis of this model the synthesis of resonators by poles and input support was carried out and its objective function was created. Using numerical methods of optimization (method of variable tolerance, method of deformed bagatogranite) the optimum values of poles and input support of resonator were found, These values unambiguously define the cavity opener of the resonator, which has the maximum efficiency at a given distribution of resonance frequencies.

Algorithms for synthesis of irregular high-frequency resonators are developed

which are based on the types of non-uniform lines most frequently used in practice (coaxial, microstrip, symmetric bandwidth). The provided algorithms differ from the known ones by the use of a minimum number of varied parameters and allow to determine the cavity opacity of the resonator with the maximum possible quality.

The assessment of control tolerances in the production process of the most important design parameters and dielectric materials used in the manufacturing of resonators has been made. It is shown that the developed resonance systems for their characteristics can outperform the well-known analogues for such parameters: efficiency of the resonators was increased by 20 - 40% depending on the type of design and the desired discharge spectrum; gain in the level of the fade in the transmission loss of the resonators of the Poloskova structure was 20 - 30%; coaxial - up to 80%; the area of blocking is increased by 2 or more times; the level of post-smoke impulses is reduced by 15 - 25%; selective characteristics of the devices on the basis of the developed resonators were improved by at least 20%; the accuracy of calculation of the resonators of coaxial and Poloskov designs allowed to reduce the volume of regulation work by 20%; the weight and dimensions of the developed resonators were reduced by 1.2 to 2 times, which meets the requirements of integrated integration of radio engineering devices.

The main results of the dissertation research can be used in the development of frequency selection devices for various telecommunications devices and systems.

Key words: device, radio-electronic equipment, transmission line, resonator, quality, resonant frequency, filter, frequency selection device, cavity optics, amplitude-frequency characteristic.

СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Ліщиновська Н. О., Бахтіяров Д. І., Комарницький О. О., Лавриненко О. Ю. Методи оцінювання та прогнозування рівнів електромагнітних випромінювань в урбанізованих середовищах. [Електронний ресурс]. European Scientific e-Journal, 2020. Режим доступу до ресурсу: DOI:10.47451/inn2020-12-001.
2. Lishchynovska, N., Kozlovskiy, V., Turovsky, O., Balanyuk, Y., Boiko, Y., Consideration of limitations, which are formed by the input signal, on the phase error minimization process during carrier frequency tracking system of synchronization of radio technical device of communication. International Journal of Advanced Trends in Computer Science and Engineering, 2020, 9(5), с. 8922–8928. (Scopus)
3. Lishchynovska N., LachnoV., Kasatkin D., Kozlovskiy V., Kravchuk P. A model and algorithm for detecting spyware in medical information system Scopus. International Journal of Mechanical Engineering and Technologi, Issue 1, January 2019. – P. 287–295. (Scopus)
4. Ліщиновська Н. О. Можливість забезпечення завадостійкості обладнання системи EGNOS RIMS на основі резонаторів на нерегулярних лініях передач. Системи управління, навігації та зв'язку. Полтава: ПНТУ, 2020. Вип. 3(61). – С. 146–149.
5. Ліщиновська Н. О., Туровський О. Л., Панадій С. В. Особливості та завдання щодо оцінювання несучої частоти сучасних супутникових систем передачі даних. Телекомунікаційні та інформаційні технології: науковий журнал. Київ: ДУТ, 2020. № 1 (66). – С. 174–187.
6. Ліщиновська Н. О., Ільїн О. Ю., Бойко Ю. П. Аналіз автоматизованих систем управління повітряним рухом на прикладі системи EGNOS. Телекомунікаційні та інформаційні технології: науковий журнал. Київ: ДУТ, 2020. № 2 (67). – С. 40–49.
7. Ліщиновська Н. О., Барабаш О. В., Бойко Ю. П. Метод визначення добротності резонатора не регулярної лінії передач. Науково-практичний журнал «Зв'язок». Київ: ДУТ, 2018. № 6 (136). – С. 7–11.

8. Ліщиновська Н. О., Барабаш О. В., Бойко Ю. П. Синтез конструкцій резонатора за критерієм забезпечення максимальної добротності. Телекомунікаційні та інформаційні технології: науковий журнал. Київ: ДУТ, 2018. № 4 (61). – С. 5–13.

9. Ліщиновська Н. О., Приходько Т. Ю., Бойко Ю. П. Побудова СВЧ фільтруючих пристроїв. Вісник Інженерної академії України. Київ: НАУ, 2017. № 3. – С. 142–148.

10. Ліщиновська Н. О. Приходько Т. Ю., Басюк І. О. «Спектральний підхід до синтезу пристроїв на основі неоднорідних ліній та визначення хвильового опору по центральним частотам каналів витоку інформації (огляд)» Наукоємні технології. №1(49). 2019. – С. 30–35.

11. Ліщиновська Н. О., Баланюк Ю. В., Бойко Ю. П. Особливості синтезу резонаторів на нерегулярних лініях передачі для апаратури системи EGNOS. «Прикладні системи та технології в інформаційному суспільстві»: зб. тез доповідей і наук. повідомл. учасників IV Міжнародної науково-практичної конференції (м. Київ, 30 вересня 2020 р.) Київ: Київський національний університет імені Тараса Шевченка, 2020. – С. 9–13.

12. Ліщиновська Н. О., Козловский В. В., Приходько Т. Ю. Модель фантомного каналу утечки інформації по цепі живлення. «Актуальні питання забезпечення кібербезпеки та захисту інформації»: матеріали IV Міжнародної науково-практичної конференції, (с. Верхнє Студене – м. Київ, 21–24 лютого 2018 р.). Київ: Європейський університет, 2018. – С. 71–74.

13. Ліщиновська Н. О., Рижов С. И., Приходько Т. Ю. Проблеми проектування перешкодопридушуючих фільтрів швидкісних цифрових телекомунікаційних систем військової техніки зв'язку. Міжнародна науково-технічна конференція «Перспективи розвитку озброєння та військової техніки сухопутних військ» (м. Львів, 17–18 травня 2018 р.). Львів, 2018. – С. 238–239.

14. Ліщиновська Н. О., Приходько Т. Ю., Методи збільшення добротності резонатора нерегулярної лінії передачі. I Міжнародна науково-практична конференція «Прикладні науково-технічні дослідження». (м. Івано-Франківськ, 5–

7 квітня 2017 р.). Івано-Франківськ: Академія технічних наук України, 2017. – С. 154–156.

ЗМІСТ

РОЗДІЛ 1. АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД МЕТОДІВ ПОБУДОВИ РОЗПОДІЛЕНИХ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНИХ РАДІОТЕХНІЧНИХ ПРИСТРОЇВ

1.1. Аналіз електромагнітної обстановки роботи радіотехнічних пристроїв в сучасних умовах	22
1.2. Аналіз принципів побудови розподілених пристроїв частотної селекції	26
1.2.1. Аналіз існуючих і перспективних фільтруючих пристроїв	26
1.2.2. Аналіз методів розрахунку виборчих пристроїв з широкою смугою загородження. Постановка завдання дослідження	35
Висновки до розділу	40

РОЗДІЛ 2. СИНТЕЗ ВИСОКОДОБРОТНИХ РЕЗОНАТОРІВ НА НЕРЕГУЛЯРНИХ ЛІНІЯХ ПЕРЕДАЧІ

2.1. Визначення добротності резонатора на основі нерегулярної лінії передачі	53
2.2. Зв'язок добротності резонатора з спектральними характеристиками нерегулярної лінії передачі	57
2.3. Синтез високодобротних резонаторів на нерегулярних лініях передачі	64
2.4. Узагальнений алгоритм синтезів резонаторів	68
2.5. Особливості синтезу високодобротних резонаторів паралельного і прохідного типу	78
2.5.1. Резонатор на замкненій мікрополосковій лінії	79
2.5.2. Резонатори на розімкненій мікрополосковій лінії	83
2.5.3. Резонатор на замкненій симетричній полосковій лінії	86
2.5.4. Резонатор на розімкненій симетричній полосковій лінії	88
2.6. Синтез коаксіальних короткозамкнутих високодобротних резонаторів	90
Висновки до розділу	103

РОЗДІЛ 3. ОЦІНКА ТЕХНІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК РОЗРОБЛЕНИХ РЕЗОНАТОРІВ І РЕКОМЕНДАЦІЇ ЩОДО ЇХ РЕАЛІЗАЦІЇ

3.1. Полоскові резонансні системи	108
3.1.2. Мікрополоскові резонатори прохідного типу	112
3.1.1. Симетричні полоскові резонатори паралельного типу	115
3.1.3. Симетричні полоскові резонатори прохідного типу	118
3.2. Коаксіальні резонансні системи	120
3.3. Рекомендації з технічної реалізації, контролю конструктивних параметрів і застосування резонаторів	124
Висновки до розділу	136

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

РЕЗ	Радіоелектронні засоби
ЛА	Літальний апарат
РЕО	Радіоелектронне обладнання
ЕМС	Електромагнітна сумісність
ФАР	Фазові антенні решітки
АЧХ	Амплітудно-частотні характеристики
ТЕМ	Поперечна електромагнітна хвиля (англ., Transverse Electromagnetic)
ТТД	Тактико-технічні дані
РЕБ	Радіоелектронна боротьба
ДР	Діелектричний резонатор
ПАХ	Поверхнева акустична хвиля
ЗІГ	Залізо-ітрієвий гранат
НВЧ	Надвисокочастотне випромінювання

ВСТУП

Актуальність теми. Сучасні телекомунікаційні системи характеризуються великою кількістю радіоелектронних засобів різного призначення. Розміщення значної кількості таких засобів в невеликому об'ємі простору, наприклад на борту літального апарату, призводить до небажаного впливу апаратури радіоелектронних засобів один на одного, що призводить до погіршення технічних характеристик радіоелектронного обладнання та в цілому ускладнює електромагнітну обстановку (електромагнітну сумісність) засобів телекомунікацій. Для поліпшення електромагнітної сумісності в даний час широко використовуються частотно-селективні пристрої (частотні фільтри), які є найважливішими елементами сучасних радіотехнічних систем. Вони широко використовуються в системах зв'язку, в фазових антенних решітках радіолокаційних станцій, а також в різній вимірювальній та спеціальній радіоапаратурі.

Одним із основних елементів частотних фільтрів є резонатори. Найважливішою характеристикою резонансної системи (резонатора), яка визначає втрати енергії в коливальній системі, крутизну схилів амплітудно-частотної характеристики фільтру, ширину смуги пропускання і затримання, а також рівні загасання енергії в смузі пропускання й затримання, є добротність. Величина добротності визначається конструкцією резонатора та втратами енергії в діелектрику і в металі провідників.

На даний час в якості розподілених резонаторів в основному використовуються найпростіші конструкції коаксіальних і полоскових ліній передачі з постійним хвильовим опором. При цьому конструктивні параметри резонаторів не змінюються по довжині. Дані обмеження не дозволяють реалізувати фільтри з необхідними малими втратами енергії в смузі пропускання і значним загасанням в смузі затримання.

Питання побудови фільтрів з необхідними властивостями висвітлені в роботах таких закордонних та вітчизняних вчених, як: Matthaе GL, Young L., Jones

Emt, Amari S., Rosenberg U., Gerald C., Philip C. Magnusson, Stefanini R., Chatras M., Blondy, PG, Rebeiz, M., Литвиненко О. Н., Сошников В. І., Машковцев Б. М., Цібізов К. М., Ємелін Б. Ф., Собенін Я. А., Знам'янський А. Е., Шестопапов М. Є., Ільченко М. Є.

Таким чином, актуальність даної роботи обумовлена необхідністю створення розподілених частотно-виборчих фільтрів засобів телекомунікацій з підвищеними селективними властивостями. Тому, на сьогоднішній день актуальним є виконання наукового завдання щодо розробки науково-методичного апарату синтезу високодобротних резонаторів з розрідженим спектром для фільтруючих систем засобів телекомунікацій.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами

Дисертаційна робота виконана відповідно з поточними та перспективними планами наукової та науково-технічної діяльності Національного авіаційного університету та Державного університету телекомунікацій за тематикою подальшого розвитку радіотехнічних пристроїв та засобів телекомунікацій. Дослідження тісно пов'язано з розробкою науково-дослідної роботи, в якій автор приймала особисту участь, а саме: «Дослідження застосування міліметрового та мультиміліметрового діапазону в телекомунікаційних системах» (Державний реєстраційний номер 0114U006294, ДУТ, м. Київ). Особисто автором в зазначеній НДР запропоновано математичну модель резонатора, відмінною рисою якої є мінімальне число змінних параметрів при використанні чисельних методів оптимізації. На основі цієї моделі здійснено синтез резонаторів по полюсах і лишках вхідного опору та побудована їх цільова функція. Це дозволило визначити оптимальні значення полюсів і лишків вхідного опору резонатора, які однозначно визначають хвильовий опір резонатора, що має максимальну добротність при заданому розподілі резонансних частот.

Мета і завдання дослідження. Метою роботи є розробка методів підвищення частотно-селективних характеристик розподілених фільтрів в радіотехнічних пристроях та засобах телекомунікацій.

Досягнення поставленої мети зумовило постановку й розв'язання комплексу

наступних завдань:

- 1) здійснити аналітичний огляд методів синтезу неоднорідних резонаторів;
- 2) отримати аналітичні вирази для розрахунку добротності резонатора на неоднорідній лінії різних конструкцій;
- 3) обґрунтувати застосування спектрального методу до синтезу резонаторів неоднорідних ліній (неоднорідних резонаторів) і встановити зв'язок між спектрами і добротністю;
- 4) розробити метод синтезу високодобротних резонаторів різної конструкції з розрідженим спектром;
- 5) провести оцінку ефективності розроблених резонаторів за рівнем позасмугових випромінювань;
- 6) обґрунтувати підхід до вибору допусків на виготовлення резонаторів різної конструкції. Розробити рекомендації щодо контролю найбільш критичних параметрів конструкції.

Об'єкт дослідження – процеси в розподілених фільтрах радіотехнічних пристроїв та засобів телекомунікацій.

Предмет дослідження – синтез резонаторів на нерегулярних лініях передачі.

Методи досліджень. Для вирішення поставлених завдань в роботі використовувалася теорія розподілених мереж. Зокрема, при розробці методу синтезу високодобротних резонаторів використовувалася теорія багатоступеневих і плавно-нерегулярних ліній передачі.

Наукова новизна одержаних результатів. В межах виконаних досліджень отримані такі наукові результати:

Вперше:

– розроблено метод синтезу резонаторів на нерегулярних лініях передачі. На відміну від відомих способів побудови резонаторів запропонований метод дозволяє одночасно синтезувати розподілені коливальні системи за заданим розподілом резонансних частот в заданій частотній області і величиною добротності основного типу коливань. Запропонований метод розроблений на основі спектрального підходу для синтезу пристроїв на неоднорідних лініях.

Показано, що спектральний метод найбільш ефективний при синтезі неоднорідних резонаторів з урахуванням втрат. Встановлено, що спектральні характеристики відрізка неоднорідної лінії однозначно визначають не тільки хвильовий опір, але і оптимальну конструкцію резонатора, який володіє максимальною добротністю.

Удосконалено:

– принципи побудови резонансних систем на лініях передачі. На відміну від існуючих методів побудови резонаторів, орієнтованих на однорідні лінії та в окремих випадках на неоднорідних лініях, отримані уточнюючі аналітичні вирази, які дозволяють визначати добротність при довільних залежностях хвильового опору і розподілених втрат від координати.

Набуло подальшого розвитку:

– метод синтезу високодобротних резонаторів з розрідженим спектром, який на відміну від існуючого дозволяє синтезувати резонатори на відрізках плавно-неоднорідних ліній передачі. При цьому задача визначення максимального значення добротності, вирішена за допомогою чисельних методів оптимізації;

– математична модель резонатора, відмінною рисою якої є мінімальне число змінних параметрів при використанні чисельних методів оптимізації. На основі цієї моделі здійснено синтез резонаторів по полюсах і лишках вхідного опору і побудована їх цільова функція. З використанням чисельних методів оптимізації (метод ковзного допуску, метод деформованого багатогранника) знайдені оптимальні значення полюсів і лишків вхідного опору резонатора, які однозначно визначають хвильовий опір резонатора, який володіє максимальною добротністю при заданому розподілі резонансних частот;

– алгоритми синтезу нерегулярних високодобротних резонаторів, які орієнтовані на типи неоднорідних ліній, що найбільш часто використовуються на практиці (коаксіальні, мікрополоскові, симетричні смужкові). Розроблені алгоритми відрізняються від відомих використанням мінімальної кількості варійованих параметрів і дозволяють визначити хвильовий опір резонатора з максимально можливою добротністю;

– методи оцінки допусків по контролю в процесі виробництва найбільш важливих параметрів конструкції і діелектричних матеріалів, які використовуються при виготовленні резонаторів.

Практичне значення одержаних результатів. Основні результати дисертаційного дослідження можуть бути використані при розробці розподілених резонаторів для фільтрів підвищеної частотної вибіркової для різних телекомунікаційних пристроїв і систем.

Показано, що розроблені резонансні системи за своїми характеристиками можуть перевершувати відомі аналоги за такими параметрами:

- добротність резонаторів збільшена на 20–40 % в залежності від типу конструкції і заданої щільності спектру;
- виграш у рівні загасання в смузі пропускання резонаторів смужкової конструкції склав 20–30 %; коаксіальної – до 80 %;
- область затримання збільшена в 2 і більше разів;
- рівень позасмугових випромінювань зменшений на 15–25 %;
- вибіркові характеристики пристроїв на базі розроблених резонаторів покращені не менше, ніж на 20 %;
- точність розрахунку резонаторів коаксіальної і смужкової конструкції дозволила скоротити на 20 % обсяг робіт з регулювання;
- масо-габаритні показники розроблених резонаторів зменшені в 1,2–2,0 рази, що відповідає вимогам комплексної інтеграції радіотехнічних пристроїв.

Практична цінність роботи підтверджена актами впровадження основних результатів дослідження у навчальному процесі Національного авіаційного університету та в практичній діяльності Комунального підприємства «Міжнародний аеропорт «Київ» (Жуляни)», для усунення перешкод, які формуються в супутникових радіонавігаційних системах, що забезпечують можливість функціонування апаратури системи EGNOS RIMS в Україні.

У додатку до дисертаційної роботи представлені документи, що підтверджують практичне використання результатів дисертаційної роботи.

Особистий внесок здобувача. Основні наукові результати, які виносяться на

захист, одержані автором особисто. Теоретичні і методологічні положення, методичні та практичні висновки дисертаційного дослідження, аналіз і критичне узагальнення зарубіжної та вітчизняної літератури з досліджуваного завдання є результатом самостійної роботи автора.

У наукових статтях, опублікованих у співавторстві, автору належать наступні наукові результати: [1] – запропоновано математичну модель прогнозування рівнів електромагнітних випромінювань; [2] – аналіз методів мінімізації фазової помилки під час моніторингу несучої частоти; [3] – алгоритм обробки даних, який враховує локальні екстремуми вейвлет-коефіцієнтів; [4] – запропоновані технічні рішення для усунення перешкод, які формуються в супутникових радіонавігаційних системах; [5] – аналіз сучасних супутникових систем передачі дискретних даних для супутникових систем зв'язку; [6,11] – досліджено особливості синтезу резонаторів на замкнутих і розімкнутих відрізках мікросмужкових і симетричних смужкових ліній передачі, для усунення перешкод, які формуються супутниковим радіонавігаційним системами, що забезпечать можливість функціонування апаратури системи EGNOS в Україні; [7] – розробка методу синтезу резонаторів на нерегулярних лініях передачі; [8] – розробка методу синтезу високочастотних резонаторів з розрідженим спектром; [9] – аналіз існуючих моделей побудови фільтрів, постановка задачі і обґрунтування базових фільтруючих елементів високошвидкісних систем передачі даних; [12] – запропоновано в якості моделі фантомного каналу витоку інформації використовувати пов'язану неоднорідну лінію передачі при парному збудженні; [13,15] – здійснено оцінку деструктивного шумового впливу по каналах витоку інформації розподіленого фільтра високошвидкісних цифрових каналів зв'язку; [14] – запропоновано аналітичні вирази для розрахунку добротності резонатора на неоднорідній лінії різних конструкцій.

Апробація результатів дисертації. Основні положення дисертаційної роботи доповідалися та обговорювалися на 4 міжнародних наукових конференціях, серед яких: IV Міжнародна науково-практична конференція «Прикладні системи та технології в інформаційному суспільстві» (м. Київ, 30

вересня 2020 р.); IV Міжнародна науково-практичної конференції «Актуальні питання забезпечення кібербезпеки та захисту інформації» (с. Верхнє Студене – м. Київ, 21–24 лютого 2018 р.); Міжнародна науково-технічна конференція «Перспективи розвитку озброєння та військової техніки сухопутних військ» (м. Львів, 17–18 травня 2018 р.); I Міжнародна науково-практична конференція «Прикладні науково-технічні дослідження» м. Івано-Франківськ, 5–7 квітня 2017 р.).

Публікації. За результатами дисертаційних досліджень опубліковано 15 наукових праць. Основні наукові положення викладено в 11 наукових статтях [1–11], серед яких: 2 наукових статті [1, 2] опубліковані у періодичних виданнях, що входять до бази даних Scopus; 1 наукова стаття [3] опублікована у закордонному періодичному виданні країни, що входить до Євросоюзу; 8 наукових статей [4–11] опубліковані у спеціалізованих фахових виданнях України. За матеріалами виступів на науково-технічних конференціях опубліковано 4 тез доповідей [12–15].

Структура та обсяг дисертації. Дисертація складається з анотації, змісту, переліку умовних позначень, вступу, трьох розділів, загальних висновків, додатків, списку використаних джерел і має 125 сторінок основного тексту, 51 рисунок, 5 таблиць, 2 сторінки додатків. Список використаних джерел містить 138 найменувань і займає 19 сторінок. Загальний обсяг дисертаційної роботи – 146 сторінок.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІЗ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ РАДІОТЕХНІЧНИХ ПРИСТРОЇВ ТА ЗАСОБІВ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ

Проблема електромагнітної сумісності (ЕМС) радіоелектронних засобів (РЕЗ) виникла фактично з появою радіоелектроніки. У зв'язку з бурхливим розвитком і зростаючим за масштабом складності застосування РЕЗ в умовах сучасного науково-технічного прогресу, ця проблема продовжує загострюватись [1–7].

1.1. Аналіз електромагнітної обстановки роботи радіотехнічних пристроїв в сучасних умовах

Розвиток сучасних бортових РЕЗ характеризується не тільки поліпшенням їх тактико-технічних характеристик (ТТХ), а й збільшенням кількості одночасно працюючих РЕЗ. Діапазони частот РЕЗ в основному розташовані в діапазоні 0,15 МГц – 20 ГГц [8–10]. Так як всі радіотехнічні засоби працюють в обмеженому діапазоні частот, і смуги частот, які займають окремими засобами, також обмежені, то не виключена їх робота на суміщених або суміжних частотах, а, отже, і поява взаємних перешкод. Складний спектр випромінювань, який визначається результируючим електромагнітним полем, складається з випромінювань бортових РЕЗ даного ЛА, інших ЛА, а також випромінювань наземних РЕЗ. Різноманітні РЕЗ створюють перешкоди один одному як на основній частоті, так і за рахунок позасмугового або побічного випромінювання і прийому [1–4]. До позасмуговий випромінювання відносять випромінювання в смузі частот, що безпосередньо прилягає до робочого діапазону. До побічних випромінювань відносять гармоніки і субгармоніки основного випромінювання, а також інтермодуляційні, комбінаційні, шумові і паразитні випромінювання [4]. Необхідно відзначити, що повністю ліквідувати позасмугове і побічне випромінювання принципово неможливо з огляду на неідеальність амплітудно-частотних характеристик фільтруючих систем. Тому успішне вирішення завдання ЕМС РЕЗ складається в досягненні такого рівня заважаючих випромінювань, при

якому не порушується нормальна робота радіоелектронного обладнання (РЕО) і не відбувається погіршення ТТД РЕЗ.

Для поліпшення EMC застосовуються перш за все організаційні заходи, спрямовані на поліпшення розподілу та використання радіочастотного діапазону [3, 4, 10–14].

Основними організаційними заходами щодо забезпечення EMC РЕЗ є розподіл і призначення частот, просторовий рознос РЕЗ і регламентація часових режимів роботи РЕЗ. Однак тільки організаційними заходами домогтися значного зменшення впливу взаємних перешкод на РЕЗ не представляється можливим.

Проблема EMC є наслідком використання існуючих радіопередавачів з незадовільними АЧХ і радіоприймачів, сприйнятливих до перешкод, що призводить до зниження ефективності застосування РЕЗ різного призначення.

Взаємні перешкоди в багатьох випадках призводять до зниження якості функціонування РЕЗ, які входять до складу систем розпізнавання, управління, передачі інформації.

В даний час при проектуванні РЕЗ питання EMC опрацьовується в недостатньому обсязі [14–17]. Виходячи з значної кількості відомих методів і способів їх реалізації в конкретних РЕЗ оцінена їх ефективність не більше 20% за різними критеріями оцінки.

Слабо враховані питання впливу окремих способів поліпшення технічних характеристик РЕЗ в широкій смузі частот на зміну основних функціональних характеристик РЕЗ і питання комплексування різних способів для досягнення необхідних рівнів характеристик випромінювань прийому РЕМ, що впливають на їх EMC.

Таким чином, одним з основних факторів, що впливають на EMC РЕЗ, є взаємні перешкоди, створювані основними і неосновними випромінюваннями РЕЗ.

Основними причинами взаємних перешкод є:

- недостатній територіальний рознос;
- робота на близьких або співпадаючих частотах;

- випромінювання і прийом сигналів крім антен за рахунок недостатнього екранування передавачів і приймачів РЕЗ;
- паразитні зв'язки по ланцюгах живлення і комутації;
- відсутність синхронного запуску роботи РЕЗ.

РЕЗ ЛА мають свої особливості і перш за все вони характеризуються багатоплановістю вирішуваних завдань і розміщенням на порівняно невеликій площі. До складу РЕЗ ЛА входять:

- радіоелектронні станції різного призначення і діапазону хвиль;
- радіоелектронні прицільні системи;
- системи розпізнавання державної приналежності;
- радіовисотомір і доплерівський виміррювач швидкості і кута зносу;
- система передчі даних;
- радіотехнічні системи далекої та ближньої навігації і системи посадки;
- комплекси зв'язку.

Така різноманітність РЕЗ на борту ЛА призводить до появи великої кількості взаємних перешкод. Особливо їх кількість зростає в період військових заворушень, коли знімаються заборони і обмеження на частоти і енергію випромінювання. Цей період буде характеризуватись концентрацією РЕЗ і посиленням роботи засобів РЕБ.

До основних особливостей електромагнітної обстановки при роботі РЕЗ на борту ЛА можна віднести наступне [1–6, 17–22]:

- в межах одного ЛА зосереджена велика кількість РЕЗ різного призначення, що мають спільні джерела живлення, загальні або близько розташовані антенні системи, конструктивні і функціональні зв'язки;
- можливість впливу випромінювань станцій активних перешкод свого літака і сусідніх літаків бойового порядку на інші літакові РЕЗ;
- одночасна робота однотипних РЕЗ на літаках в загальному порядку;
- наявність загальних частотних діапазонів у літакових РЕЗ різного призначення;

– вплив на бортове РЕО численних перешкод від наземних РЕЗ при вході в їх зону дії.

Основними причинами виникнення взаємних перешкод для бортових РЕЗ є [22–27]:

- робота на близьких або співпадаючих частотах;
- недостатній територіальний рознос;
- відсутність синхронного запуску роботи РЕЗ.

Основні напрямки забезпечення ЕМС РЕЗ [2,3,4, 27–34]:

– підвищення ефективності використання та регламентації частотного спектра (розробка перспективного плану і проведення поточного планування радіочастотного діапазону, опрацювання технічних шляхів економного використання радіочастотного спектру, а також освоєння та регламентація нових діапазонів хвиль);

– поліпшення технічних характеристик РЕЗ в широкій смузі частот в результаті вирішення трьох взаємозалежних завдань щодо нормування параметрів технічних характеристик; реалізації методів поліпшення технічних характеристик; метрологічного забезпечення вимірювань і контролю характеристик.

Рішення завдання по нормуванню технічних характеристик РЕЗ здійснюється відповідно до програм комплексної стандартизації, встановлюють норми на побічне випромінювання і прийом по побічним каналам. Аналіз роботи РЕЗ на борту ЛА показав наявність великої кількості потенційно несумісних РЕЗ [35–40].

Великі резерви поліпшення електромагнітної обстановки на борту ЛА приховані в реалізації методів поліпшення технічних характеристик РЕО, і в першу чергу в удосконаленні методів синтезу спеціальних виборчих пристроїв частотної селекції. При їх розробці виникає ряд труднощів, пов'язаних з суперечливими вимогами до фільтруючих систем:

– отримання частотних характеристик фільтрів з високою вибірковістю у разі технологічності серійного виробництва і мінімальних масогабаритних показників;

– отримання необхідної широти смуги загородження при заданих рівнях загасання в смузі пропускання і смузі загородження [40–47].

1.2. Аналіз принципів побудови розподілених пристроїв частотної селекції

1.2.1. Аналіз існуючих і перспективних фільтруючих пристроїв

Виходячи з вимог, що пред'являються до бортового РЕО, часто доводиться стикатися з різними труднощами, викликаними протиріччями, а іноді і несумісністю цих вимог. Так, наприклад, пристрій може мати задовільні технічні характеристики, але не задовольняти питань технологічності при серійному виробництві, або вимогам комплексної мікромініатюризації, або навпаки. Тому, як правило, при проектуванні бортових систем вдаються до компромісного рішення у виборі конструкції пристрою. Це правило відноситься і до проектування фільтруючих систем РЕО ЛА, а саме, до вибору елементної бази пристрою.

На теперішній час промисловістю досягнуто значного прогресу у використанні досягнень функціональної мікроелектроніки, яка вирішує завдання фізичної інтеграції селективних ланцюгів. Найбільш перспективними напрямками розвитку мікроелектроніки є: акустоелектроніка, криоелектроніка, магнітоелектроніка. Акустоелектроніка заснована на використанні різних діелектриків: сегнетоелектриків і п'єзоелектриків. Широке застосування знайшли пристрої на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ) [49–51]. Ці пристрої мають хороші частотно-виборчі властивості, надійні, технологічні, малогабаритні. Діапазон роботи найбільш відомих зустрічно-штирьових перетворювачів становить 0,01 ГГц – 2 ГГц і обмежується геометричними розмірами електродів.

Криоелектроніка заснована на використанні явища надпровідності при наднизьких температурах. Вона в даний час швидко розвивається, але промисловістю ще не налагоджено виробництво відповідних розробок.

Широке поширення в діапазоні до 10 ГГц отримали фільтри на діелектричних резонаторах (ДР) [52], особливо після створення термостабільної

високочастотної кераміки з малими втратами і високим значенням діелектричної проникності ($\epsilon_r > 100$). Їх перевагами є висока технологічність і малі розміри, а недоліком – виникнення паразитних резонансів на частотах, що перевищують максимальну частоту смуги пропускання.

Перспективними є фільтруючі системи на волноводно-діелектричних резонаторах, які при невеликих розмірах дозволяють отримати дуже вузьку смугу пропускання. В [53] описаний фільтр такого типу, що дозволяє в діапазоні 10 ГГц отримати величину габаритного індексу $\delta = 0,49$ при ширині смуги пропускання 0,75%.

У магнітоелектроніці застосовуються ферритові резонатори, що мають малі розміри і дозволяють перебудувати частоту фільтра в широких межах [54]. Однак в бортових фільтруючих системах ферритові резонатори не знайшли широкого застосування через великі розміри системи підмагнічування, а також наявності паразитних резонансів.

Крім феритів знаходять застосування магнітодіелектрики [55, 56]. У зазначених роботах показано їх використання в якості поглинач електромагнітної енергії. Вони являють собою матеріал типу феррит-смола, в який вводяться металеві волокна. Величина діелектричної проникності регулюється розмірами волокон. Цей поглинач в одношаровому виконанні можна використовувати для придушення різних типів внутрішніх радіоперешкод. Крім того його можна використовувати при створенні вузькосмугових частотно-виборчих пристроїв.

Особливий клас фільтруючих систем, що отримав розвиток в останні роки, становить фільтри на основі діелектричних брусків, в яких ті чи інші резонансні елементи. Так в [57–60] запропонований фільтр у вигляді металізованого діелектричного паралелепіпеду, в якому резонансні елементи виконані у вигляді скрізних металізованих отворів, розімкнутих з протилежних сторін. Зв'язок із зовнішніми ланцюгами здійснюється за допомогою отворів зв'язку. Для таких фільтрів характерна висока технологічність, малий габаритний індекс, хороша

термостабільність. Однак методи розрахунку таких фільтрів розроблені недостатньо, що вимагає складних експериментальних доведень.

Великий інтерес викликають фільтри на сферах ЗІГ. Їх перспективність полягає в можливості перебудови частоти в широких межах (коефіцієнт перекриття по частоті може досягати десятки), однак, вони мають складну магнітну систему і складні у виробництві (вимагають наукоємних доведень).

В даний час для виробництва НВЧ апаратури переважно використовуються полоскові лінії передачі, так як ці лінії найбільш повно задовольняють вимогам комплексно мікромініатюризації [10–15, 61–66]. Полоскові системи стають серйозними конкурентами хвильоводних вузлів, дозволяючи в ряді випадків з вигодою скористатися методом друкованих схем для виробництва елементів РЕО. Практично двовимірна конфігурація полоскових ліній дозволяє конструювати мініатюрні схеми, що виконують складні функції, здійснення яких у хвильоводному виконанні могло б виявитися технологічно дуже важкою, а іноді і нездійсненним завданням. Найбільш жорсткі вимоги в пристроях НВЧ, зокрема, в фільтрах, пред'являються до базових елементів. У зв'язку з цим намагання реалізувати багато видів пристроїв частотної селекції виявилися безуспішними, оскільки мініатюрні резонатори на полоскових лініях зазвичай мають низьку добротність і не дозволяють отримати високі рівні режекції [67–70]. Однак тенденція до використання вузлів на полоскових лініях стала очевидною. При цьому істотним фактором, що визначає проблеми фільтробудування є те, що перехід до інтегральних схем, що містять елементи з розподіленими параметрами, супроводжується рядом небажаних явищ. Що стосується полоскових ліній, то в першу чергу мова йде про добротності, паразитних смугах пропускання і хвильоводних типах коливань (вищі типи хвиль) [71–76]. Підвищення добротності коливальних систем на відрізках полоскових ліній можливо за рахунок збільшення відстані між пластинами або ширини полоски. Однак існує межа, обумовлена появою хвильоводних типів коливань. У зв'язку з цим природними фізичними обмеженнями є напівхвильові розміри ширини струмонесучої полоски і відстані між нею і заземленою пластиною

(товщина підкладки). Якщо ця вимога не виконується, то вздовж лінії можуть поширюватися вищі типи коливань, створюючи додаткові (паразитні) резонанси, що робить резонатор практично марним. Найбільшого ефекту від використання полоскових ліній передачі слід очікувати в діапазоні більше 1 ГГц і вище, де у них практично поки немає конкурентів [1, 3, 15]. Функціональні можливості інтегральних мікросхем, що містять елементи на полоскових лініях, досить широкі, оскільки верхня приватна межа застосованості останніх досягає 250 ГГц [19, 20].

Великим недоліком резонансних систем, виконаних на полоскових лініях, розімкнутих на кінці, є наявність втрат на випромінювання. При досить коротких резонаторах близько 90% втрат зумовлено втратами на випромінювання, а решта 10% – дисипативними втратами [78]. Виходом з цього положення є включення розімкнутих полоскових резонансних систем на прохід (рис.1.1). Виходячи з протиріч, що виникають при конструюванні мініатюрних резонаторів, виконуються на напівхвильових і чвертьхвильових відрізках ліній [78, 79].

Оскільки крім втрат у провіднику і діелектрику максимальна величина добротності полоскової лінії обмежується саме втратами через наявність східчастих неоднорідностей [9, 11, 39], то стає очевидним, що ця обставина є основним фактором, що перешкоджає широкому використанню східчастих резонаторів в частотно-виборчих ланцюгах.

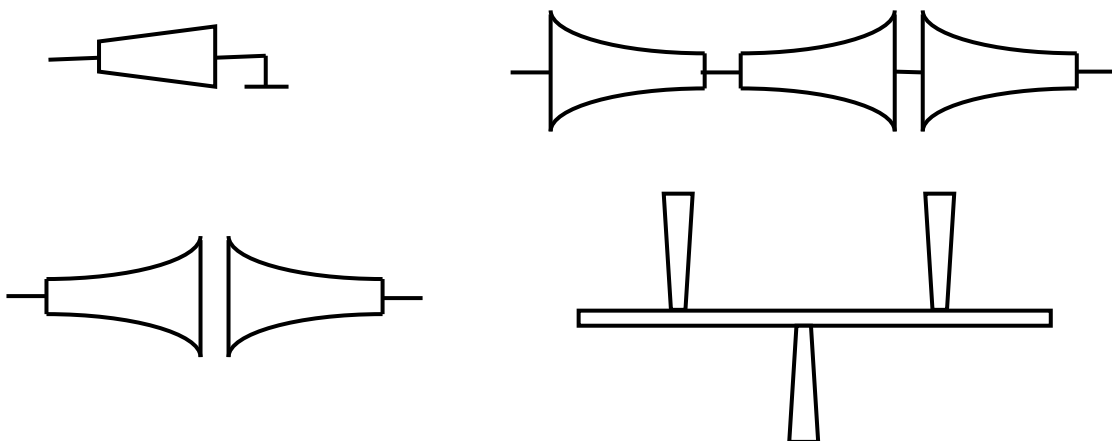


Рис.1.1. Приклади включення резонаторів на неоднорідних лініях.

Додаткові можливості для мікромодульного конструювання дає використання полоскових ліній з високим значенням діелектричної проникності підкладки, що має вирішальне значення для інтеграції розподілених вузлів РЕО. В даний час промисловістю в основному використовуються підкладки діелектричної проникності до десятків одиниць.

В останні роки розвиток теорії і техніки фільтрів на перший план висунув завдання розробки мініатюрних варіантів резонаторів з поліпшеними електричними характеристиками (високою добротністю, необхідної розрядкою спектра резонансних частот і т.д.) і тим самим підвищеними селективними властивостями [76–86]. Можливості однорідних (регулярних) ліній в частині створення резонаторів з високими техніко-економічними показниками практично вичерпані. Так, центральна частота першої паразитної смуги пропускання досить поширених фільтрів на розімкнутих резонансних відрізках дорівнює подвоєнню резонансної частоти, що є істотним недоліком і не дозволяє виконати вимоги ЕМС [4, 8]. Дана обставина викликала необхідність впровадження нових методів реалізації ланцюгів з розподіленими параметрами, серед яких можна виділити тенденцію до використання неоднорідних (нерегулярних) ліній передачі. Зміна хвильового опору по координаті дає додатковий ступінь свободи при конструюванні ланцюгів різного призначення і дозволяє створити вузли, функціональні можливості яких вище, ніж у аналогічних конструкцій на однорідних лініях [7, 8, 37, 40–45]. Принципова можливість застосування неоднорідних ліній в якості резонаторів, наприклад, смуго-проникних фільтрів з широкими смугами режекції, обумовлена тим, що не дозволяють отримати збільшену розрядку спектра резонансних частот. Підвищення добротності резонатора неоднорідної лінії досягається шляхом вибору відповідного закону зміни хвильового опору (для полоскових резонаторів - закону зміни ширини провідної полоски уздовж лінії). Можливі варіанти таких резонаторів і фільтрів показані на рис. 1.1.

Іншим типом фільтруючих систем є фільтри на коаксіальних резонаторах, рис.1.2.

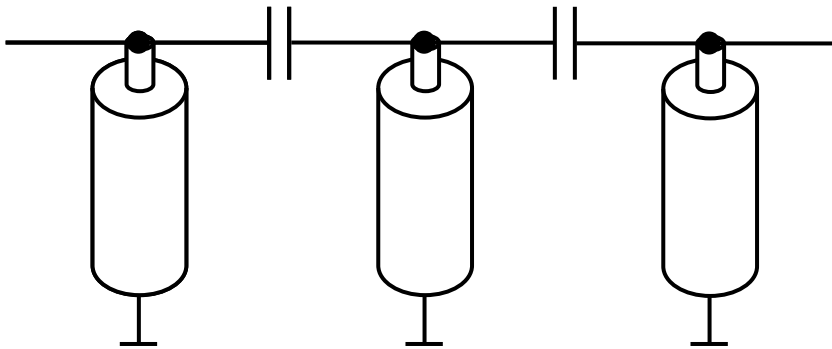


Рис. 1.2. Коаксіальний фільтр з ємнісними зв'язками.

Приклади характеристик фільтрів на коаксіальних резонаторах з різним заповненням, наведені в табл.1.1 [47].

Таблиця 1.1. Характеристики фільтрів на коаксіальних резонаторах

Параметр	Резонатор з повітряним заповненням	Резонатор з керамічним заповненням
1	2	3
Частотний діапазон, МГц	300 – 3000	300 – 3000
Невантажена добротність резонаторів	1000 – 1100	750 – 900
Ширина смуги пропускання на рівні 3 дБ, %	10 – 15	7 – 16
Ширина смуги пропускання на рівні 30 дБ, %	20 – 30	20 -40
Внесені втрати, дБ	0,8 – 1,5	1 – 1,5
Габарити, мм	150×100× 60	40×15× 12
Вага, г	450 – 500	20 – 25
Вартість, \$	70 – 80	5 – 6

Для підвищення вибіркової фільтрів за рахунок високої добротності резонаторів, найчастіше їх використовують у вигляді чвертьхвильових короткозамкнутих відрізків коаксіальних ліній передачі.

Як правило, вони складаються з декількох резонаторів, короткозамкнутих або розімкнутих на кінці і пов'язаних між собою індуктивним або ємкісним зв'язком (рис. 1.2) [45, 46]. Для зменшення габаритів резонаторів простір між внутрішнім і зовнішнім провідниками заповнюється діелектричним матеріалом. При цьому габарити резонаторів зменшуються в $\sqrt{\varepsilon_r}$ рази. Такі фільтри мають найменший з описаних вище габаритний індекс.

Огляд літературних джерел [80-94] показав, що в даний час в якості діелектриків в основному використовуються матеріали з відносною діелектричною проникністю $\varepsilon_r = 10 - 300$, які володіють тангенсом кута діелектричних втрат $tg\delta = 1,5 \times 10^{-4} - 20 \times 10^{-4}$.

Для усунення цього недоліку застосовують резонатори спеціальної ступінчастої форми [37] (рис.1.3), що дозволяє змістити першу паразитну смугу на $(6-8) f_0$, де f_0 – перша резонансна частота (основна частота). Для досягнення цієї ж мети використовують резонатори з плавною зміною діаметру провідників [9, 36, 37], рис.1.3в. Однак такі резонансні системи складні у виготовленні і застосовуються порівняно рідко. Змінювати хвильовий опір уздовж лінії можна також за рахунок зміни вздовж резонатора величини діелектричної проникності. На практиці така реалізація зводиться до набору шайб з різними значеннями ε_r . Використовуючи переваги обох способів досягнення підвищеної розрядки спектра резонансних частот, а також вибравши оптимальні розміри елементів конструкції резонаторів з урахуванням можливості виникнення вищих типів хвиль, можна домогтися мінімізації втрат в коливальній системі і тим самим отримати максимально можливу добротність.

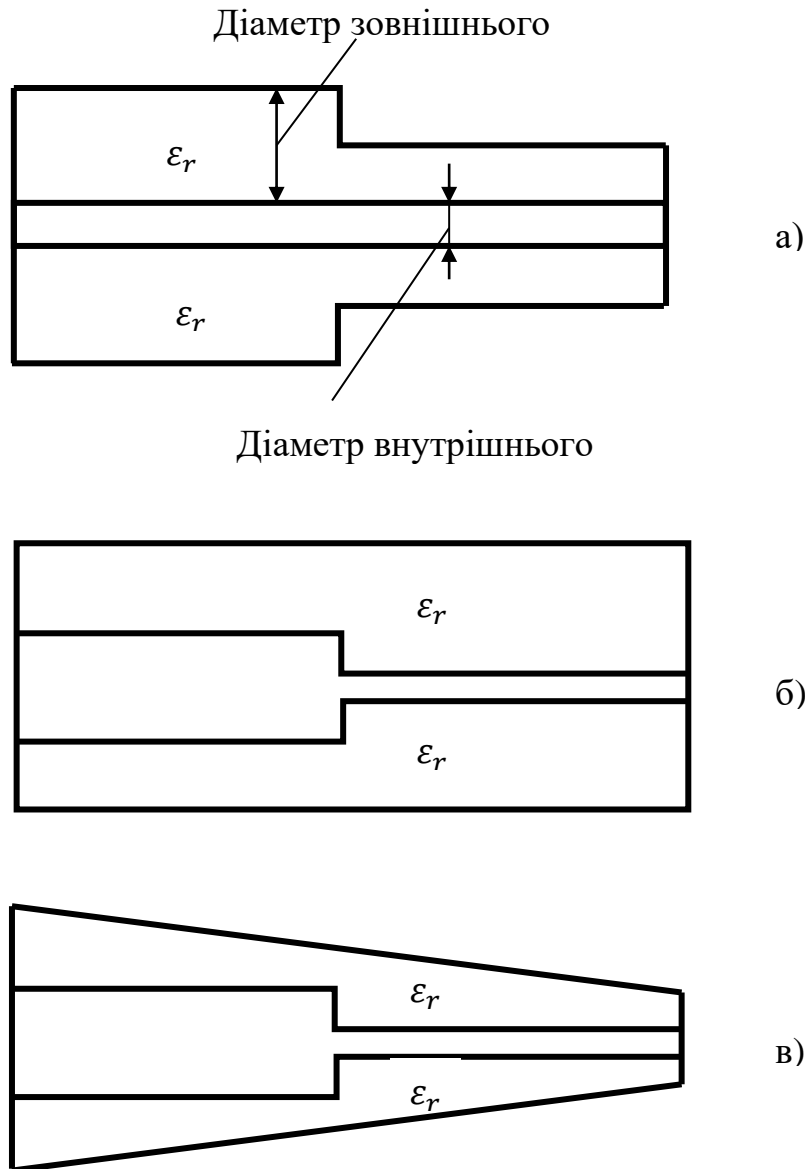


Рис. 1.3. Резонатори на нерегулярних коаксіальних лініях

При формуванні провідного покриття вибирають матеріали, що володіють малими втратами (мідь, срібло, золото). Товщина основного провідного шару вибирається залежно від робочої частоти і становить зазвичай величину в 3 – 5 разів більшу товщини скін-шару [95]. Так, в діапазоні частот до 2 ГГц провідник повинен мати товщину не менше 12–15 мкм, від 2 до 4 ГГц – 6 – 10 мкм.

Недоліком фільтрів на коаксіальних резонаторах є наявність паразитної смуги пропускання, що лежить на потроєній резонансній частоті.

Добротність резонатора є визначальною характеристикою будь-якого резонансного елемента. Вона враховує всі фактори теплових втрат і його габаритні розміри. При вирішенні питань мікромініатюризації необхідно чітко

уявляти якою ціною доводиться розплачуватися за зменшення розмірів як самих розподілених елементів, так і пристроїв на їх основі. Закономірною для більшості резонаторів є залежність власної добротності і частоти від обсягу (обсяги всіх типів резонаторів, крім феритових, обернено пропорційні кубу частоти).

Для більш повної і об'єктивної оцінки резонаторів користуються безрозмірним узагальненим параметром якості [95–98].

Чим більше параметр якості, тим краще характеристики резонатора. В роботі [95, 98] для порівняльної оцінки фільтрів вводиться критерій якості, що враховує обсяг і прямі втрати фільтра, а також добротність і кількість резонаторів. Параметри якості відображають суперечливість характеристик резонаторів і фільтрів в тому сенсі, що прагнення в даному типі резонатора поліпшити одну з них, погіршує іншу. Наприклад, збільшення добротності призводить до збільшення габаритів системи.

Остаточний вибір типу резонатора конкретного пристрою визначається всією сукупністю вимог, що пред'являються до даного пристрою. $K = \frac{10^{-3}Q_0}{V}$, де Q_0 – ненавантажена добротність резонатора; V – об'єм резонатора.

Так, резонатори на відрізках коаксіальних ліній мають високу в порівнянні з смужковим резонатором добротність (отже, і високу вибірковість, малими втратами при відносній ширині смуги пропускання до 5%), але, як правило використана верхня межа їх робочої частоти обмежується 6 - 8 ГГц. Це обмеження викликано тим, що при постійному діаметрі з підвищенням частоти добротність зростає, однак, коли довжина резонатора стає менше діаметра, виникає небезпека порушення вищих коливань (коливань, відмінних від TEM). У зв'язку з цим, при підвищенні частоти одночасно зі зменшенням довжини резонатора необхідно зменшувати і його діаметр, а це в свою чергу призводить до зниження добротності. Аналіз вищевикладеного наштовхує на висновок про те, що існують оптимальні параметри конструкції резонатора з точки зору отримання максимальної добротності.

При розробці фільтрів на відрізках неоднорідних полоскових ліній передачі використані далеко не всі можливості підвищення вибіркості резонансних систем з мінімальними втратами. В існуючих в даний час методах розрахунку резонаторів відсутній облік впливу втрат, а самі методики, як правило складні і громіздкі. Крім того, вони як правило, не завершені алгоритмами синтезу коливальних систем. Немає простої та зручної формули розрахунку добротності резонаторів різних типів конструкцій на відрізках неоднорідних ліній.

Аналіз фільтруючих систем показав, що виборчі властивості існуючих конструкцій можна підвищити за рахунок оптимізації їх параметрів, використовуючи приховані резерви мінімізації втрат з метою відповідності цих систем вимогам ЕМС.

У дисертаційній роботі рішення даного завдання пропонується здійснити за допомогою зміни компонента вхідного опору резонатора, що не впливає на значення резонансної частоти резонатора, але впливає на його добротність (тобто втрати).

1.2.2. Аналіз методів розрахунку виборчих пристроїв з широкою смугою загородження. Постановка завдання дослідження

Аналіз існуючих літературних джерел [17–25, 40–46, 63–70, 98–103] показав, що методи боротьби з паразитними смугами пропускання в фільтруючих системах можна умовно розділити на дві групи.

Перша група методів заснована на застосуванні різних додаткових заходів, які б забезпечували високе затухання в смузі загородження і необхідну її протяжність. До них відноситься установка додаткових фільтрів нижніх і верхніх частот, фільтрів гармонік, смужково-пропускаючих і смужково-замикаючих фільтрів, однак, ці фільтри є надлишковими. Крім того, рівень загасання в смузі пропускання і загородження пов'язані між собою. Особливо складно в даному випадку отримати низький рівень загасання в смузі пропускання. Відомо, що для підвищення вибіркості і збільшення загасання в смузі замикання необхідно

збільшувати число резонаторів в фільтрі. А для створення широких смуг загородження застосовувати додатковий фільтр. Це веде до пропорційного збільшення втрат в смузі пропускання, зростання маси і габаритів, вартості і складності пристрою частотної селекції.

Друга група методів побудови високовибіркових пристроїв з широкими смугами загородження пов'язана із застосуванням неоднорідних ліній передачі. В основі цих методів лежить розрядка спектра резонансних частот, що здійснюється за рахунок стрибкоподібного або плавного закону зміни хвильового опору вздовж лінії. На рис.1.4 зображені резонансні частоти деякої розімкнутої лінії. З очевидних міркувань видно, що для досягнення необхідного відношення першого паразитного резонансу на частоті ω_1 до частоти основного резонанса ω_0 необхідно змістити частоту ω_0 вліво, або частоти ω_1, ω_2 вправо, чи зробити це одночасно.

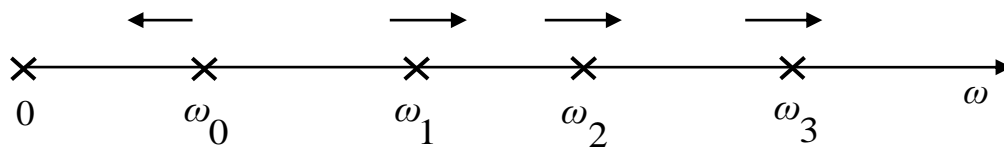


Рис. 1.4. Зміщення резонансних частот для отримання розрядки спектру.

Для фізичної можливості бути реалізованими неоднорідними лініями (ланцюга без втрат) необхідно, щоб нулі і полюси вхідного опору чергувалися [8]. Однак при здійсненні необхідного розносу резонансних частот можуть вийти великі перепади хвильового опору, які складно, а іноді і неможливо реалізувати на практиці. Для виконання умови реалізованості ліній в умовах сучасного виробництва необхідно вводити обмеження на діапазон зміни хвильового опору вздовж лінії.

Як показав вищенаведений аналіз, можливість застосування неоднорідних ліній в якості резонаторів розглядалася в ряді робіт. Однак, ні в одній з них питання залишились не вичерпаними, що пов'язано з розрахунком конструктивних параметрів резонаторів, що забезпечують максимальну добротність при заданій розрядці спектру резонансних частот.

Великий інтерес представляє метод моделювання з використанням простих моделей - схем із зосередженими параметрами [96, 97]. Він дозволяє розрахувати широкосмугові фільтри на відрізках передавальних ліній із заданими робочими характеристиками загасання як в смузі пропускання, так і в смузі загородження. Однак цей метод досить громіздкий і при фактичній реалізації конструкцій таких фільтрів виникають труднощі в здійсненні послідовного і паралельного з'єднання окремих ланок між собою. Різновидом методів, заснованих на розрядці спектру резонансних частот відрізків передавальних ліній, є метод компенсації, запропонований в роботі [104, 105]. Ідея методу полягає у використанні спільно з відрізками неоднорідних ліній зосереджених елементів. За допомогою зосереджених елементів створюються на частотах, відповідних паразитних смуг пропускання, послідовні резонанси, які компенсують ці смуги. Це досягається шляхом створення у короткозамкнутого або розімкнутого відрізка лінії на переважній частоті відповідно індуктивного або ємнісного опору в точці їх з'єднання. Недоліками даного методу є обмеження на реалізацію зосереджених елементів на НВЧ, а також труднощами одержання широкої смуги загородження в багаторезонаторних фільтрах. В цьому випадку виникає складність налаштування фільтруючої системи через появу резонансних явищ в елементах зв'язку.

Варіантів резонаторів на відрізках неоднорідних ліній, за допомогою яких можна здійснити розрядку спектру, дуже багато. До теперішнього часу в основному використовуються найбільш прості, наприклад, експоненціальні [7]. Поява великої кількості робіт, присвячених дослідженню і розробці фільтрів на експоненційних резонаторах, можна пояснити лише легкістю рішення задачі, так як процеси в цих лініях описуються лінійними диференціальними рівняннями з постійними коефіцієнтами. У загальному випадку, рівняння, що описують

процеси в неоднорідних лініях, виражаються диференціальними рівняннями в приватних похідних. Складність рішення таких рівнянь пояснює відсутність прийнятних методів розрахунку пристроїв на базі неоднорідних ліній.

Велике поширення отримав класичний метод Кона при розрахунку фільтрів НВЧ. Він дозволяє знизити обсяг обчислень і отримати характеристики загасання з прийнятною для практики точністю [5, 6].

Відомо, що виборчі властивості фільтру визначаються характеристиками резонаторів і в основному, їх добротністю. Власна добротність резонатора визначає реалізацію вузькосмугових фільтрів. Однак питанню досягнення максимальної добротності існуючих типів резонаторів приділено мало уваги. Як правило, при розрахунку добротності коливальної системи використовується енергетичний підхід, який є громіздким і достатньо приблизним. В даний час відсутні аналітичні вирази для безпосереднього розрахунку значень добротності резонаторів на відрізках неоднорідних ліній, що ускладнює проектування таких резонансних систем. Фактори, що обмежують добротність, добре відомі [11, 14, 38, 106], але не вичерпані всі можливості зменшення їх впливу.

В останні роки все ширше почав використовуватися спектральний підхід до синтезу виборчих пристроїв. Важливою його перевагою є те, що він розглядає пристрої селекції з єдиних позицій за допомогою універсальної системи параметрів. В якості такої системи доцільно використовувати власні числа телеграфних рівнянь [104]. Фізично власні числа визначають резонансні частоти резонаторів на неоднорідних лініях. Набори власних чисел або резонансних частот називаються спектрами. Спектри в свою чергу характеризують всі властивості неоднорідних ліній.

Вихідними даними при синтезі пристрою є власні числа (спектри), за їх допомогою відновлюється закон зміни розподілених параметрів. Синтез неоднорідних ліній за спектрами становить основу спектрального підходу. Пристрої на неоднорідних лініях з позиції спектрального підходу відрізняються один від одного тільки спектрами. Процес визначення розподілених параметрів скрізь однаковий, отже, розвиток теорії неоднорідних ліній на основі

спектрального підходу дозволить з єдиних позицій підійти до розрахунку будь-якого пристрою.

За допомогою спектрального підходу до синтезу резонаторів з використанням чисельних методів оптимізації можна знайти такі характеристики конструктивних параметрів резонаторів різної конструкції, при яких добротність коливальної системи буде максимальною.

Впровадження розробок у промисловості потребує проведення макетування та експериментальної перевірки прийнятих схематичних рішень. Резонатори, що були розраховані за запропонованою в дисертаційній роботі методикою, досліджені на двох промислових підприємствах, про що говорять акти про використання даних резонансних систем при проведенні НДР і ДКР цими підприємствами.

Питання проектування фільтрів НВЧ тісно пов'язані з необхідністю обліку різних чинників, які впливають на характеристики загасання. До їх числа слід віднести виробничі похибки при виготовленні, поява дисперсії основної хвилі в лініях, виникнення вищих типів коливань, наявність втрат.

В роботі явище дисперсії не враховувалось, оскільки основні закономірності її прояви добре досліджені для різних типів реалізацій [5, 6, 9, 11].

Важливою перевагою резонаторів, які будуть запропоновані в роботі, є те, що вони можуть бути реалізовані на елементній базі, що широко використовується в сучасній промисловості. З проведеного аналізу різних фільтруючих систем і методів їх синтезу можна зробити висновок про те, що найбільш перспективними з точки зору досягнення характеристик, що пред'являються до пристроїв селекції, є фільтруючі системи на резонаторах у вигляді відрізків полоскових ліній з плавною зміною ширини провідної полоски уздовж лінії, а також відрізки неоднорідних коаксіальних ліній, заповнені високоякісним діелектриком. Оптимальний закон зміни хвильового опору забезпечить досягнення заданого значення розрядки спектру, а висока добротність резонаторів – необхідні рівні загасання в смугах пропускання і загородження.

При аналізі літератури було виявлено відсутність розробок ряду важливих питань синтезу конструкцій пристроїв на неоднорідних лініях. Цей факт ускладнює розробникам практичну реалізацію фільтруючих систем, які відповідають заданим вимогам по ЕМС і електричним характеристикам.

Виходячи з вищевикладеного, у роботі вирішуються наступні завдання:

1. Отримання аналітичних виразів для розрахунку добротності резонатора на неоднорідній лінії різноманітних конструкцій.
2. Обґрунтування застосування спектрального підходу до синтезу резонаторів на неоднорідних лініях (неоднорідних резонаторів) і встановлення зв'язку між спектрами і добротністю.
3. Розробка методу синтезу високодобротних резонаторів різної конструкції з розрядженим спектром.
4. Оцінка ефективності розроблених резонаторів за рівнем позасмугових випромінювань.
5. Обґрунтування вибору допусків на виготовлення резонаторів різної конструкції. Розробка рекомендацій по контролю за найбільш критичними параметрами конструкцій.

Висновки до розділу

1. Функціонування сучасних літакових радіоелектронних РЕЗ відбувається в складній електромагнітній обстановці. Широкий діапазон частот роботи РЕЗ ЛА зумовлює зростання числа взаємних перешкод, що призводить до зниження ефективності застосування РЕЗ в цілому.
2. Проведено аналіз перспективних та існуючих в даний час фільтруючих систем, в результаті чого зроблено висновок про те, що найбільш перспективними на даному етапі розвитку функціональної електроніки і промислового виробництва радіотехнічних матеріалів, є пристрої селекції на відрізках неоднорідних плоскових і коаксіальних ліній передачі, що забезпечують задану розрядку спектру резонансних частот і мають максимально високу добротність. Однак при реалізації таких пристроїв розробники стикаються з серйозними

труднощами, зумовленими відсутністю аналітичних виразів для розрахунку добротності резонансних систем, відсутністю методів синтезу високодобротних резонаторів, а також з відсутністю алгоритмів розрахунку їх конструктивних параметрів. Крім того, для більшості розроблених пристроїв не обґрунтований вибір допусків при виготовленні, що викликає необхідність регулювань і веде до великого відсотку браку і собівартості при виробництві.

3. У результаті огляду існуючих методів синтезу фільтруючих систем з широкою смугою загородження і високими селективними властивостями обраний основний метод дослідження, що полягає в підході до синтезу високодобротних резонансних систем з позицій спектральної теорії неоднорідних ліній в поєднанні з методами чисельного синтезу і методів математичного програмування. Поставлені завдання дослідження.

Список використаних джерел у першому розділі

1. Информационные технологии в радиотехнических системах / Ред. И.Б. Федоров. — М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2003. 671 с.
2. 4. Скляр Б. Цифровая связь. — М., СПб., Киев: Изд-во «Вильямс», 2003. 1098 с.
3. 5. Феер К. Беспроводная цифровая связь. — М.: Радио и связь, 2000. 519 с.
6. Цветнов В.В., Демин В.П., Куприянов А.И. Радиоэлектронная борьба: радиомаскировка и помехозащита. — М.: Изд-во МАИ, 1999.
4. Уильямс Т. ЭМС для разработчиков продукции. — М.: Технология, 2003. 540 с.
5. Маттей Д.Л. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т.1. / Д.Л. Маттей, Л. Янг, Е.М.Т.Джонс. — М.: Связь, 1971. - 437 с.
6. Маттей Г.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т.2. М.: Связь, 1972.495 с.
7. Литвиненко О.Н. Теория неоднородных линий и их применение в радиотехнике / О.Н.Литвиненко, В.И.Сошников. — М.: Сов. радио, 1964. - 535 с.
8. Литвиненко О.Н.колебательные системы из отрезков неоднородных линий/ О.Н.Литвиненко, В.И.Сошников. — М.: Сов. радио, 1971. - 144 с.
9. Gupter K.C. Analysis and Design of Planar Microwave Components. - Institute of Electrical and Electronic Engineering, 2002. - 586 p.
10. Gerald C. Alexander, Andreas Weisshaas, Vijai K. Tripathi, Philip C. Magnusson , Philip Cooper . Transmission Lines and Wave Propagation. CRC Press,2000. - 536 p.
11. Fawwaz T. Ulaby. Fundamentals of Applied Electromagnetics. - Prentice Hall, 2003. - 464 p.
12. Замешаева, Е. Ю. Перестраиваемые СВЧ-фильтры с управляемыми сегнетоэлектрическими конденсаторами/ Е. Ю. Замешаева, П. А. Туральчук, В. М. Тургалиев, и др.// ПЖТФ, 2013, Т. 39, В. 18, С. 87-94
13. Замешаева, Е. Ю. Планарные перестраиваемые СВЧ-фильтры на пленках высокотемпературного сверхпроводника/ Е. Ю. Замешаева, П. А. Туральчук, В. М. Тургалиев и др. // Изв. ВУЗов России, Радиоэлектроника, №. 6. - 2013 г. - С. 70-75.

14. Многослойные интегральные СВЧ-устройства на основе ЛТСС / И. Б. Вендик, Холодняк Д.В, Замешаева Е.Ю, Капитанова П.В., Мунина И.В., Симин А.В., Туральчук П.А., Тургалиев В.М.; . – СПб. : Изд-во СПбГЭТУ"ЛЭТИ", 2013.- – 206 с.
15. Кубалова А.Р. Анализ и синтез микроволновых эллиптических фильтров / Кубалова А.Р., С.В. Томашевич. – СПб.: Издательство СПбГУТ, 2013. – 368 с.
16. Кубалова А.Р. «Синтез и проектирование миниатюрных микроволновых фильтров дециметрового и сантиметрового диапазонов». Автореферат диссертации на соискание учёной степени кандидата технических наук/ Кубалова А.Р. ,СПБ Издательство СПбГУТ, 2011 (17 страниц).
17. Кубалова А.Р. Анализ и расчет микроволновых ступенчатых эллиптических фильтров дециметрового диапазона // VIII Международная научно-техническая конференция «Физика и технические приложения волновых процессов»: Материалы конференции / Кубалова А.Р., Кубалов Р.И. СПбГУТ. – СПб., 2009. – С. 71.
18. H. Cui, Y. Sun, W. Wang, and Y.-L. Lu, "Dual-band tunable bandpass filter with independently controllable centre frequencies," *International Journal of Electronics Letters*, vol. 4, no. 3, pp. 336-344, 2016.
19. T. K. Das and S. Chatterjee, "Spurious harmonic suppression in a folded parallel-coupled microstrip bandpass filter by using triangular corrugations," in *Devices for Integrated Circuit (DevIC)*, 2017, 2017, pp. 391-395: IEEE.
20. A. Boutejdar, M. Amzi, and S. D. Bennani, "Design and Improvement of a Compact Bandpass Filter using DGS Technique for WLAN and WiMAX Applications," *TELKOMNIKA (Telecommunication Computing Electronics and Control)*vol. 15, no. 3, 2017.
21. F. Darwis, A. B. Santiko, and N. D. Susanti, "Design of Compact Microstrip U Shape Bandpass Filter Using Via Ground Holes," *TELKOMNIKA (Telecommunication Computing Electronics and Control)*, 2016;
22. R. El Arif, "Compact Stepped Impedance Resonator Bandpass Filter with Tunable Transmission Zeros," *TELKOMNIKA (Telecommunication Computing Electronics and Control)*, 2017; 15(4).
23. Y. Wang, Q.-X. Chu, F.-C. Chen, and J.-M. Qiu, "Low insertion loss bandpass filter with controllable transmission zeros using stepped impedance resonator," in *Wireless Symposium (IWS)*, 2015 IEEE International, 2015, pp. 1-4: IEEE.

24. C.-W. Tang, C.-T. Tseng, and S.-C. Chang, "A tunable bandpass filter with modified parallel-coupled line," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 23, no. 4, pp. 190-192, 2013.
25. X. Y. Zhang and Q. Xue, "Novel centrally loaded resonators and their applications to bandpass filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 4, pp. 913-921, 2008.
26. L. Gao, X. Y. Zhang, B.-J. Hu, and Q. Xue, "Novel multi-stub loaded resonators and their applications to various bandpass filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 5, pp. 1162-1172, 2014.
27. R. Gómez-García and A. C. Guyette, "Reconfigurable multi-band microwave filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 4, pp. 1294-1307, 2015.
28. Кубалова А.Р., Автоматизированное проектирование микрополосковых фильтров СВЧ. // 57 Юбилейная научно-техническая конференция профессорско-преподавательского состава, научных сотрудников и аспирантов: Материалы конференции / Кубалова А.Р., Кубалов Р.И., Барышников А.М. СПбГУТ. – СПб., 2005. – С. 94.
29. Кубалова А.Р., Томашевич С.В. «Синтез и моделирование микроволновых фильтров»/ Кубалова А.Р., Томашевич С.В. СПб: Издательство СПбГУТ, 2012. – 216 страниц.
30. Максимов А.П. Конструирование и моделирование микроволнового ступенчатого эллиптического фильтра с четырьмя портами / Максимов А.П., Кубалова А.Р., Кубалов Р.И., Томашевич С.В. Научно-технический семинар «Научно-технические проблемы в промышленности: интегрированные системы автоматизированного проектирования нового поколения для разработки инновационной радиоэлектронной продукции, аппаратуры и систем»: Материалы семинара / Санкт-Петербургская ассоциация предприятий радиоэлектроники, приборостроения, средств связи и телекоммуникаций, СПб, 2010, С. 39–42.
31. Amani S. Application of representation theory to dual-mode microwave bandpass filters / Amani S. *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*. 2009. Vol. MTT-57, pp. 430- 441.
32. Bahl. I. Lumped Elements for RF and Microwave Circuits / Bahl. I. Boston – London: Artech House, 2003, 488 p.

33. Berezina G. Design enhancement of miniature lumped- element LTCC bandpass filters / Berezina G., Roy L., MacEachern L. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. 2009. Vol. MTT-57, pp. 815-823.
34. Chi-Feng Chen. Compact Microstrip Cross-Coupled Bandpass Filters Using Miniaturized Stepped Impedance Resonators / Chi-Feng Chen, Ting-Yi Huang, Ruey-Beei Wu. Microwave Conference Proceedings, 2005. APMC 2005. Asia-Pacific Conference Proceedings. Vol. 1.
35. Кечиев Л.Н., Балюк Н.В. Зарубежные военные стандарты в области ЭМС. М.-Грифон. 2014. – 448 с.
36. Бударрагин Р.В. Расчет плавных переходов в коаксиальной линии передачи / Р.В. Бударрагин, А.А. Радионов, А.А. Титаренко // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2001. - №2. - С. 53-57.
37. Клименко Д.Н. Использование нерегулярных линий в полосно-пропускающих фильтрах в качестве резонансных элементов / Д.Н. Клименко, Л.Г. Плавский // Современные проблемы радиоэлектроники: Сб. науч. ст. – Красноярск: Сибирский федеральный ун-т; Политехнический ин-т, 2007. – С. 246-248.
38. Никольский В.В., Никольская Т.И. Электродинамика и распространение радиоволн. — М.: Издательская группа URSS, 2014. — 544 с.
39. Гупта К. Машинное проектирование СВЧ устройств / К. Гупта, Р. Гардж, Р.Чадха. - М.: Радио и связь, 1987 – 429 с.
40. Полосковые полосно-пропускающие фильтры со ступенчатыми резонаторами / А.В. Захаров, М.Е. Ильченко, В.Я. Карнаух , Л.С. Пинчук // Известия вузов. Радиоэлектроника. - 2011. - Т.54, №3. - С. 56-63.
41. Ильченко М.Е. Синтез резонаторов для фильтров с широкими полосами запирання / М.Е. Ильченко, А.В. Захаров, В.Г. Цыкалов // Электроника СВЧ. – 1990. - Вып.4 (428). - С. 23-25.
42. Касаткина Е.Г. Проектирование фильтров "на проход" на экспоненциальных линиях передачи / Е.Г. Касаткина, Л.Г. Плавский // Современные проблемы радиоэлектроники. Сб. науч. трудов СГТУ. - Саратов: СГТУ, 2009. – С. 16-24.
43. Клименко Д.Н. Особенности проектирования фильтров с широкой полосой заграждения / Д.Н. Клименко, Л.Г. Плавский // Материалы VIII международной

- конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения». - Т.4.- Новосибирск, 2006. - С. 162-165.
44. Клименко Д.Н. Использование нерегулярных линий в полосно-пропускающих фильтрах в качестве резонансных элементов / Д.Н. Клименко, Л.Г. Плавский // Современные проблемы радиоэлектроники: Сб. науч. ст. – Красноярск: Сибирский федеральный ун-т; Политехнический ин-т, 2007. – С. 246-249.
45. Клименко Д.Н. Полосно-пропускающий фильтр с широкой полосой заграждения на связанных нерегулярных линиях передачи / Д.Н. Клименко, Л.Г. Плавский // Техническая электродинамика и электроника. // Сб. науч. трудов СГТУ. - Саратов СГТУ, 2009. – С. 24-32.
46. Банков С. Е. Расчет излучаемых структур с помощью ФЕКО/ Банков С. Е., Курушин А. А. М.: ЗАО «РОДНИК», 2008.
47. Белецкий А.Ф. Теория линейных электрических цепей/ Белецкий А.Ф.. – М.: Лань, 2009. – 544 с.
48. Кубалова А.Р. Исследование печатных структур фильтров СВЧ для частотных разделителей. // 59 Научно-техническая конференция профессорско-преподавательского состава, научных сотрудников и аспирантов: Материалы конференции / Кубалова А.Р., Томашевич С.В. СПбГУТ. – СПб, 2007. – С. 109–110.
49. Фильтры на поверхностных акустических волнах Пер. с англ. под ред Г. Мэтьюза.- М. Радио и связь,1989.-479 с.
50. Кубалова А.Р. К расчету и оптимизации микрополосковых фильтров СВЧ. // 58 Научно-техническая конференция профессорско-преподавательского состава, научных сотрудников и аспирантов: Материалы конференции / Кубалова А.Р. СПбГУТ. – СПб, 2006. – С. 94.
51. Кубалова А.Р. Моделирование, конструирование и оптимизация микроволновых полосковых эллиптических фильтров с инверторами / Кубалова А.Р., Максимов А.П., Томашевич С.В., Кубалов Р.И. Электросвязь, 2010, №9 – С.10–13.
52. В. Швец, С. Киселев, И. Туркин, В. Орлов. Широкополосные и сверхширокополосные фильтры на поверхностных акустических волнах. Беспроводные технологии №4, 2006, 272с.

53. Ashraf S. Mohra. Coupled Microstrip Line Bandpass Filter With Harmonic Suppression Using Right-Angle Triangle Grooves. *Microwave and optical technology letters* / Vol. 51, No. 10, October 2009
54. N. Tatsumi, T. Kitamura, and Y. Horii. Study on Stepped Impedance Comb-line Filter with Defected Ground Structure. *Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings*, Xi'an, China, March 22-26, 2010
55. X. D. Huang and C. H. Cheng. Microstrip Bandstop Filter Using E-shaped Dual Mode Resonator. *Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings*, Xi'an, China, March 22-26, 2010
56. Guangming Zheng and Weigan Lin. Study Of An Ultra-Wide Stop-band Microstrip Bandpass Filter With Half Asymmetric Stepped Impedance Open Stub Resonators. *Microwave and Optical Technology Letters* / Vol. 52, No. 4, April 2010.
57. Chua L.H. Analysis of dielectric loaded cubical cavity for triple mode filter design / Chua L.H., Mirshekar-Syahkal D. *IEEE Proc. Microwave Antennas Propag.* 2004. Vol. 151, no. 1, pp.61-66.
58. Deschrijver D. Adaptive sampling algorithm for macromodeling of parameterized S-parameter responses / Deschrijver D., Nguyen H.N., Dhaene T., Crombecq K. *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*. 2011. Vol. MTT-59, pp. 39-45 85.
59. Dong-Jin Jung. Low-pass filter design through the accurate analysis of electromagnetic bandgap geometry on the ground plane / Dong-Jin Jung, Kai Chang. *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*. 2009. Vol. MTT-57, pp. 1798-1805.
60. El Sabbagh M.A. Stripline transition to ridge waveguide bandpass filters / El Sabbagh M.A., Tsu H.-T., Zaki K.A., Pramanick P., Dolan T. *Progress in Electromagnetics Research*, 2003, PIER Vol. 40 – P. 29-53.
61. Jia-Sheng Hong. *Microstrip filters for RF/Microwave applications* / Jia-Sheng Hong., Lancaster M. J. — N. Y.: John Wiley & sons. Inc., 2001. — P. 482.
62. Л. Белов. Частотные фильтры. *Электроника. НТБ. №5, 2004г. С.62-67.*
63. SM Popina, AV Chechetin. Development of highly dynamic pass-band filters (PBF) based on magnetostatic waves (MSW) with high out-of-stopband level - *Microwave and Telecommunication*, 2011, - P. 10-18.
64. Kinayman N. *Modern Microwave Circuits*/ Kinayman N., Aksun M.I. London: «Artech House», 2005, P. 620

65. Rui Li .Synthesis design of ultra-wideband bandpass filters with composite series and shunt stubs / Rui Li, Sheng San, Lei Zhu. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. 2009. Vol. MTT-57, pp.684-692.
66. Sophocles J. Orfanidis Lecture Notes on Elliptic Filter Design/ Sophocles J. Department of Electrical &Computer Engineering, 2006.
67. Thede L. Practical Analog and Digital Filter Design/ Thede L. Artech House, Inc., 2004. P. 267.
68. Amari S., Rosenberg U. Direct synthesis of a new class of bandstop filters // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. - 2004. - Vol.52, № 2. - P. 607-616.
69. Amari S., Rosenberg U. New building blocks for modular design of elliptic and self-equalized filters // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. - 2004. - Vol.52, № 2. - P. 721-736.
70. Amari S., Rosenberg U. Synthesis and design of novel in-line filters with one or two real transmission zeros // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. - 2004. - Vol.52, № 5. - P. 1464-1478
71. Pourush, R., Jangid, A., Tyagi G.S. et al. Magnetically tunable microstrip linear resonator on polycrystalline ferrite // Microwave and Optical Tech-nology Letters.– 2007. – Vol. 49. – № 11. – P. 2868-2870.
72. Захаров А.В., Ильченко М.Е. Смешанные связи в полосковых и микрополосковых полосно-пропускающих фильтрах//2018. Т. 63. № 6. С. 607-618. Захаров А.В., Ильченко М.Е., Пинчук Л.С. Полосковые полосно-пропускающие фильтры малой толщины для сантиметрового диапазона//Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. 2017. Т. 60. № 2 (656). С. 107-120.
73. Захаров А.В., Ильченко М.Е., Пинчук Л.С. Полосковые полосно-пропускающие фильтры малой толщины для сантиметрового диапазона//Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. 2017. Т. 60. № 2 (656). С. 107-120.
74. Захаров А.В., Ильченко М.Е. Полосковые полосно-пропускающие фильтры миллиметрового диапазона//Радиотехника и электроника. 2017. Т. 62. № 10. С. 1021-1030.
75. Захаров А.В., Ильченко М.Е., Трубаров И.В Планарные трехрезонаторные полосно-пропускающие фильтры с перекрестной связью//Радиотехника и электроника. 2017. Т. 62. № 2. С. 187-195.

76. Захаров А.В., Ильченко М.Е., Корпач В.Н. Особенности коэффициентов связи планарных ступенчато-импедансных резонаторов на высших резонансных частотах и их использование для подавления паразитных полос пропускания//Радиотехника и электроника. 2014. Т. 59. № 6. С. 602.
77. Захаров А.В., Ильченко М.Е. Тонкие полосно-пропускающие фильтры, содержащие отрезки симметричных полосковых линий передачи// Радиотехника и электроника. 2013. Т. 58. № 7. С. 716.
78. Stefanini, R., Chatras, M., Blondy, P.G., Rebeiz, M. Compact 2-pole and 4-pole 2.4–2.8 GHz dual-mode tunable filters // IEEE MTT-S International MicrowaveSymposium Digest (MTT). – 2010. – P. 1480-1483.
79. Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, Ан. А. Лексиков, А.М. Сержантов, В.В. Тюрнев «Миниатюрный коаксиальный резонатор и полосно-пропускающий фильтр на его основе со сверхширокой полосой заграждения» // Письма в ЖТФ. –№1. – Том 38. – 2012 г. – С. 95-102
80. Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов, В.В. Тюрнев, Я.Ф. Бальва Полосно-пропускающий фильтр со сверхширокой полосой заграждения на миниатюризованных коаксиальных резонаторах // Радиотехника и электроника. – Том 58. – № 2. – 2013 г. – С. 127-135.
81. Холодняк, Д. В. Малогабаритные СВЧ-устройства с применением технологии LTCC/ Д. В. Холодняк, В. М. Тургалиев, и др. // Радиотехника.-2012, №. 7.- С. 132-136.
82. Miniature microwave filters using multilayer technologies / I. Vendik, D. Kholodnyak, V. Turgaliev [et. al.] // Advances in multi-band microstrip filters.– 2015, Cambridge University Press.– P. 265 314. Другие статьи и материалы конференций:
83. Turgaliev, V. Miniaturized low-loss LTCC bandpass filters on capacitively-loaded cavities / V. Turgaliev and D. Kholodnyak // ACTA Universitatis Ouluensis, Ser. C Technica.- 2009.- Vol. 323.- P. 85-92.
84. Turgaliev, V. Novel "Matreshka"-Type LTCC Resonators Based on Nested Capacitively Loaded Cavities for Dual-Band Filtering Applications/ V. Turgaliev and D. Kholodnyak// Proc. of 17th International Student Seminar on Microwave and Optical Application of novel phenomena and Technologies, June 8–10, 2010, Ilmenau, Germany. –2010.–P. 61-71.

85. Turgaliev, V. LTCC highly loaded cavities for the design of single- and dual-band low-loss miniature filters / V. Turgaliev [et al.], Proc. of 40th European Microwave Conference, 26 Sept. – 1 Oct., 2010, Paris, France. - 2010.- P. 180-183.
86. Turgaliev, V. Small-size Dual-band Filters on capacitively Loaded cavities/ V. Turgaliev, D. Kholodnyak, I. Vendik// Proc. of 43th European Microwave Conference, 6-11 Oct., 2013, Nuremberg, Germany. - 2013.- P.660-663.
87. Kholodnyak, D. Advanced microwave filters in LTCC and PCB technologies/ D. Kholodnyak, V. Turgaliev, E. Vorobev // proc. of Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), 2014. –2014 – C. 88-90.
88. Turgaliev, V. A Novel Dual-Bandpass Microwave Filter Using Epsilon-Near-Zero Metamaterials / V. Turgaliev [et al.] // Proc. of 7th International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics - Metamaterials 2013, Bordeaux, France, 16-21 September.–2013.– C. 136-138.
89. Kholodnyak D. Dual-band immittance inverters on dual-composite right/left-handed transmission line (D-CRLH TL) / D. Kholodnyak, V. Turgaliev and E. Zameshaeva // Proc. of 9th German Microwave Conference (GeMiC 2015), Nuremberg, Germany – 2015. – P. 60-63. 18
90. Turgaliev, V. Design of small-size and low-loss LTCC filters on capacitively loaded cavities/ V. Turgaliev [et al.] // Proc. of IMAPS/ACerS 11th International Conference on Ceramic Interconnect and Ceramic Microsystems Technologies (CICMT 2015), 20-23 April 2015, Dresden, Germany.–2015.– P.25.
91. Беляков А.Ю., Петров Е.В., Попов В.Е. Штейнгарт А.П. Расчёт СВЧ полосковых фильтров с частотными характеристиками специального вида // Вестник новгородского государственного университета.-2015.-№8.-с.45-57.
92. Беляков А.Ю., Петров Е.В., Попов В.В., ШтейнгартА.П. Методика проектирования металлокерамических фильтров СВЧ с применением программ 3d-моделирования // Вестник НовГУ. Сер.: Техн. науки.2014. №81. С.26-30.
93. Atia A. E., Williams A. E. New types of band-pass filters for satellite transponders // COMSAT Tech. Rev. 1971. Vol.1.P.21-43.
94. Cameron R.J. Advanced Coupling Matrix Synthesis Techniques for Microwave Filters // IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques. 2003. Vol.51. №1. P.1-10.

95. Справочник по расчёту и конструированию СВЧ полосковых устройств /С.И. Бахарев, В.И. Вольман, Ю.Н.Либ и др. Под ред ВА.И. Вольмана.- Радито и связь, 1982 – 328 с.
96. Кубалова А.Р. Точный метод синтеза полосковых полосоно-заграждающих филь тров СВЧ. // 56 Юбилейная научно-техническая конференция профессорско-преподавательского состава, научных сотрудников и аспирантов: Материалы конференции / Кубалов Р.И., Свиридова И.Ю. СПбГУТ. – СПб., 2004, С. 72.
97. Kabir H. High-dimensional neural-network technique and applications to microwave filter modeling / Kabir H., Zhang Q.-J., Wang Y., Yu M. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. 2010.Vol. MTT-58, pp. 145-156.
98. Zverev. A «Handbook of Filter Syntesis» / Zverev, New York, 2007. — N. Y. John Wiley & sons. Inc. — p.594.
99. Beliakov A.Iu., Petrov E.V., Popov V.V., Shteingart A.P. Metodika proektirovaniia metallokeramicheskikh fil'trov SVCh sprimeneniem programm 3d-modelirovaniia [A method for development of the ceramic-metal filters using 3d modeling programs]. Vestnik NovGU. Ser. Tekhnicheskie nauki – Vestnik NovSU. Issue: Engineering Sciences, 2014, no. 81, pp. 26-30.
100. Atia A.E., Williams A.E. New types of band-pass filters forsatellite transponders. COMSAT Technical Review, 1971,vol. 1, pp. 21-43.
101. Cameron R.J. Advanced coupling matrix synthesis techniques for microwave filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2003, vol. 51, no. 1,pp. 1-10.
102. Бальва Я.Ф., Сержантов А.М. Широкополосный микрополосковый полосоно-пропускающий фильтр // Сборник научных трудов «Современные проблемы радиоэлектроники». - Красноярск, 2006. - С. 152-154.
103. Бальва Я.Ф., Сержантов А.М. Микрополосковый широкополосный полосоно-пропускающий фильтр на многомодовом резонаторе // Тезисы докладов всероссийской научно-практической конференции «Актуальные проблемы авиации и космонавтики». - Красноярск, 2006. - С. 81-82.
104. Козловский В.В., Сошников В.И. Устройства на неоднородных линиях. Киев. Техніка, 1987.-191с.

105. Ліщиновська Н.О., Приходько Т.Ю., Бойко Ю.П. Построение СВЧ фильтрующих устройств Вестник Инженерной академии Украины. – 2017 – №3.- С.142-148

106. Ліщиновська Н.О., Приходько Т.Ю., Міщенко А.В. Методи збільшення добротності резонатора нерегулярної лінії передачі Міжнародна науково-практична конференція «Прикладні науково-технічні дослідження» 5-7 квітня 2017 року. Івано-Франківськ – 2017. – С.

РОЗДІЛ 2

СИНТЕЗ ВИСОКОДОБРОТНИХ РЕЗОНАТОРІВ НА НЕРЕГУЛЯРНИХ ЛІНІЯХ ПЕРЕДАЧ

З причини, що унеможливають аналітичне рішення задачі побудови резонаторів з максимальною добротністю, пропонується для її вирішення поряд з аналітичними методами використовувати чисельні підходи, засновані на декомпозиції нерегулярних ділянок лінії передачі набором каскадного з'єднання відрізків регулярних ліній. Головна особливість чисельного підходу до синтезу високодобротних резонаторів на відрізках нерегулярних ліній полягає в тому, що закони зміни хвильового опору і сумарних втрат, що відповідають заданому спектру коливальної системи, визначаються за допомогою ітераційних методів оптимізації. Такий підхід, як буде показано далі, має ряд переваг.

Для вирішення завдання синтезу резонатора необхідна його математична постановка, тобто математичний опис, що зв'язує добротність резонатора з його параметрами. На підставі математичної моделі будується цільова функція.

В результаті вирішення задачі визначаються значення параметрів, за якими реалізується резонатор, тобто знаходиться закон зміни його хвильового опору.

В даному розділі розроблений метод синтезу резонаторів на відрізках нерегулярних ліній, що мають максимальну для кожного типу конструкції добротність при заданій розрядці спектру. Крім того, описані розроблені алгоритми синтезу конструкцій резонаторів з мінімальними втратами.

2.1. Визначення добротності резонатора на основі нерегулярної лінії передачі

Під добротністю резонатора розуміється відношення запасеної потужності до сумарної потужності втрат [1]. Добротність є найважливішою характеристикою коливальної системи, що визначає її селективні властивості.

У загальному випадку добротність резонатора на нерегулярній лінії визначається через електромагнітне поле [1]. Однак цей метод є досить складним і громіздким. З його допомогою отримати рішення в замкнутому аналітичному вигляді вдається тільки в окремих часних випадках. У разі синтезу резонаторів за

спектрами частот (за розділами резонансних частот) немає необхідності знаходити проміжні характеристики, а відразу визначається хвильовий опір нерегулярної лінії і тому завдання визначення добротності зводиться до вирішення телеграфних рівнянь зі змінними коефіцієнтами або до вирішення нелінійного рівняння Риккати щодо імпедансу лінії. Рішення вищезазначених рівнянь можливо лише в окремих випадках, що не дозволяє оцінити селективні властивості резонаторів в повній мірі, зокрема, резонаторів зі складним законом зміни хвильового опору.

Отримаємо наближену формулу для обчислення добротності резонаторів, в яких втрати досить малі. Для цього розглянемо диференціальні рівняння нерегулярних ліній з втратами [2]:

$$\begin{aligned} -\frac{d\bar{u}(x)}{dx} &= (pL(x) + R(x))\bar{i}(x), \\ -\frac{d\bar{i}(x)}{dx} &= (pC(x) + G(x))\bar{u}(x), \end{aligned} \quad (2.1)$$

де $\bar{u}(x), \bar{i}(x)$ – зображення по Лапласу напруги і струму в лінії передачі,

$L(x), C(x), R(x), G(x)$ – погонна індуктивність, погонна ємність, погонний активний опір, погонна активна провідність витoku;

x – поточна довжина (координата);

p – комплексна частотна змінна.

$$\tau_n = \int_0^x \sqrt{\left(L(x) + \frac{R(x)}{p}\right) \left(C(x) + \frac{G(x)}{p}\right)} dx \quad (2.2)$$

$$W_n(\tau_n) = \sqrt{\frac{L(x) + \frac{R(x)}{p}}{C(x) + \frac{G(x)}{p}}} \quad (2.3)$$

Якщо ввести змінну і позначити через хвильовий опір, то вхідний імпеданс лінії $Z_n(\tau_n) = \frac{\bar{u}(x)}{\bar{i}(x)}$, як випливає з рівнянь (2.1), задовольняє рівнянню Риккати з комплексним аргументом

$$\frac{dZ_n(\tau_n)}{d(p\tau_n)} - \frac{Z_n^2(\tau_n)}{W_n(\tau_n)} + W_n(\tau_n) = 0. \quad (2.4)$$

Для ліній без втрат $R(x) = G(x) = 0$. У даному випадку:

$$\tau_n = \tau(x) = \int_0^x \sqrt{L(x)C(x)} dx. \quad (2.5)$$

У результаті чого рівняння (2.4) буде мати наступний вигляд:

$$\frac{dZ(\tau)}{d(p\tau)} - \frac{Z^2(\tau)}{W(\tau)} + W(\tau) = 0, \quad W(\tau) = \sqrt{\frac{L(\tau)}{C(\tau)}}. \quad (2.6)$$

Величина $W(\tau)$ є хвильовим опором лінії без втрат, $Z(\tau)$ – вхідний опір нерегулярної лінії.

Уявимо, що лінія має малі втрати (дана умова як правило дотримується на практиці), тобто $R(x) \ll \omega L(x)$, $G(x) \ll \omega C(x)$, де ω – частота коливання. Тоді відповідно до вираження (2.3) $W_n(\tau_n) \approx W(\tau_n)$ і замість рівняння (2.6) можна розглядати рівняння

$$\frac{dZ_n(\tau_n)}{d(p\tau_n)} - \frac{Z_n^2(\tau_n)}{W_n(\tau_n)} + W_n(\tau_n) = 0. \quad (2.7)$$

З порівняння рівнянь (2.6) та (2.7) виходить, що

$$Z_n(\tau_n) \approx Z(\tau_n). \quad (2.8)$$

Позначимо через l геометричну довжину резонатора, а через $t_{zn} = \tau_n(l)$, $t_z = \tau(l)$. Фізична величина $t_z = \tau(l)$ визначає час затримки лінії без втрати довжини l . Величина $t_{zn} = \tau_n(l)$ характеризує час затримки лінії з втратами.

З виразу (2.2) випливає, що при малих втратах $t_{zn} = t_z + \Delta t_z$, де

$$\Delta t_z = \frac{1}{2p_0} \int_0^l \frac{R(x)C(x) + L(x)G(x)}{\sqrt{L(x)C(x)}} dx. \quad (2.9)$$

Позначимо через $\alpha = \omega t_3$ електричну довжину резонатора без втрат, тоді з виразу (2.8) для резонатора з втратами маємо $\omega t_{3n} \approx \alpha$. Звідки комплексна частота коливань ω буде дорівнювати

$$\omega = \frac{\alpha}{t_{3n}} = \frac{\alpha}{t_3 + \Delta t_3} = \frac{\alpha}{t_3} \left(1 - \frac{\Delta t_3}{t_3} \right) = \omega' + j\omega'', \quad (2.10)$$

$$\omega'' = \frac{1}{2t_3} \int_0^l \frac{R(x)C(x) + L(x)G(x)}{\sqrt{L(x)C(x)}} dx.$$

Частота ω' – це резонансна частота резонатора без втрат. Наявність уявної складової обумовлено втратами. Знаючи дійсну і уявну частини частоти коливань, за відомим співвідношенням [1] знаходимо добротність:

$$Q = \frac{\omega'}{2\omega''} = \frac{\omega'}{\frac{1}{t_3} \int_0^l \frac{R(x)C(x) + L(x)G(x)}{\sqrt{L(x)C(x)}} dx}. \quad (2.11)$$

З огляду на, те що погонне загасання в провіднику і діелектрику

$$\alpha_{пр}(x) = \frac{R(x)}{2W(x)}, \quad \alpha_d(x) = \frac{G(x)W(x)}{2},$$

виразу (2.11) можна надати інший вигляд:

$$Q = \frac{\omega' t_3}{2 \left(\int_0^l \alpha_{пр}(x) dx + \int_0^l \alpha_d(x) dx \right)}. \quad (2.12)$$

Таким чином, вирази (2.11) і (2.12) дозволяють за відомими законами розподілу втрат і хвильовому опорі обчислити добротність резонатора на нерегулярній лінії передачі.

З аналізу виразів (2.11) і (2.12) виходить, що різні закони розподілу втрат і хвильового опорі в резонаторі приведуть до різних значень його добротності. Тому завдання синтезу резонатора полягає у визначенні такого закону розподілу сумарних втрат в діелектрику і провідниках, і, такого закону зміни хвильового опорі вздовж лінії, при якому величина добротності буде максимальною.

Для опису законів зміни погонних параметрів в нерегулярних лініях необхідно знайти зв'язок між резонансними частотами резонатора і його добротністю.

2.2. Зв'язок добротності резонатора з спектральними характеристиками нерегулярної лінії передачі

Враховуючи вищевикладене (див. Розділ1) під спектром розуміється набір резонансних частот лінії ω_k , $k=0,1,2$. Перш за все необхідно вказати умови, яким повинен відповідати числовий набір ω_k , щоб він був спектром. У результаті [2, 3] впливає, що необхідною і достатньою умовою існування одновимірного ланцюга з кінцевим часом затримки, яким є резонатор, є виконання умови

$$0 < \lim_{k \rightarrow \infty} \frac{k}{\omega_k} < \infty. \quad (2.13)$$

Дане обмеження є загальним і не дозволяє дати загальну характеристику ланцюга. Додаткові обмеження, що накладаються на спектр ω_k , при яких існує лінія з кінцевим значенням хвильового опору на початку і в кінці, тобто з $0 < W(0) < \infty$, $0 < W(t_3) < \infty$ наведені в [3].

Будемо використовувати короткозамкнені або розімкнуті резонатори на кінцях відрізка нерегулярних ліній передачі. Умови для безпосередньої можливості бути реалізованими, що повинні задовольняти спектри короткозамкненої та розімкнутої ліній, відомі і описані в [2, 3].

Нехай початок відліку лінії знаходиться в точці $\tau = 0$, а кінець у точці $\tau = t_3$. Тоді, щоб вхідний опір лінії з $0 < W(t_3) < \infty$, потрібно виконати умови, наведені в [3]. Аналогічно і для короткозамкненої лінії. Синтез цих відрізків може бути виконаний за допомогою розробленої теорії чотириполіусників [4, 5].

Припустимо, що в лінії відсутні втрати і структура поля схожа зі структурою поля TEM хвилі. Відрізки таких ліній є оборотними реактивними чотириполіусниками [3].

Базовими параметрами, що визначають резонатор, є нулі і полюси вхідного опору $Z_{вх}$. Їх використання при синтезі обумовлено двома факторами:

1) по-перше, вони однозначно в повній мірі визначають частотні і електродинамічні характеристики резонатора, так і в свою чергу дозволяють знайти геометричні розміри пристроїв; 2) по-друге, спектральні характеристики відрізка нерегулярної лінії пов'язані з його хвильовим опором $W(\tau)$ за допомогою такої кількості параметрів, в якості яких використовуються нулі і полюси вхідного опору $Z_{вх}(p)$, що є мінімально можливими.

Таким чином, завдання синтезу резонатора зводиться до знаходження геометричних параметрів нерегулярної лінії, яку можна розбити на два етапи:

Етап 1: За необхідними частотними характеристиками знайти відповідні значення нулів і полюсів $Z_{вх}(p)$;

Етап 2: За нулями та полюсами однозначно визначити геометричні розміри нерегулярної лінії.

Основними параметрами, що визначають властивості резонатора, є резонансна частота ω_0 , частота першого паразитного коливання ω_1 (розрядка спектру ω_1 / ω_0), а також добротність коливальної системи Q .

Від нулів і полюсів для зручності перейдемо до полюсів і вирахувань вхідного опору.

Відомо, що вихідний опір оборотного чотириполюсника (вхідний опір чотириполюсника з боку вихідних затискачів (зажимів)), короткозамкнутого або розімкнутого на кінці з опорами навантаження $Z_H(p) = 0$ або $Z_H(p) = \infty$ відповідно, описується виразом [5]:

$$Z_{вых}(p) = Z_{22}(p) - \frac{Z_{12}^2(p)}{Z_{11}(p) + Z_H(p)}, \quad (2.14)$$

Де $Z_{11}(p), Z_{12}(p), Z_{22}(p)$ – елементи матриці опорів $[Z]$ оборотного реактивного чотириполюсника (в даному випадку нерегулярної лінії).

Оскільки $Z_{22}(p)$ однозначно визначається полюсами і відрахуваннями $Z_{22}(p)$, відповідно до (2.14), разом із цим частотні характеристики відрізка нерегулярної лінії і закон зміни його хвильового опору $W(\tau)$ також визначається полюсами і вирахуваннями $Z_{22}(p)$. Отже, спектральні характеристики нерегулярної лінії пов'язані з $W(\tau)$ за допомогою мінімально можливої кількості параметрів, в якості яких використовуються полюси і відрахування $Z_{22}(p)$.

Виходячи з цього, вхідний опір короткозамкнутого або розімкнутого відрізка лінії передачі представимо у вигляді:

$$Z_{вхнл}(p) = Z_{вхол}(p) - \sum_{i=1}^n \frac{W(0)2pt_3}{p^2 t_3^2 + \omega_i^2} + \sum_{i=1}^n \frac{W(0)\alpha_i pt_3}{p^2 t_3^2 + \beta_i^2}, \quad (2.15)$$

де $W(0)$ – хвильовий опір на початку лінії;

t_3 – час затримки відрізка лінії передачі;

$p = j\omega$ – комплексна частотна змінна.

Для розімкнутого відрізка регулярної лінії з хвильовим опором вхідний опір

$$Z_{вхол}(p) = W(0)cthpt_3. \quad (2.16)$$

В даному випадку $\pm j\frac{\omega_i}{t_3} = \pm j\frac{i\pi}{t_3}$ – пари полюсів, що сполучені комплексно, а

функції $Z_{22}(p)$ відрізка регулярної лінії передачі з часом затримки t_3 ;

$\pm j\frac{\beta_i}{t_3}, \pm j\frac{\alpha_i W(0)}{t_3}$ – пари комплексно сполучених полюсів функції $Z_{22}(p)$

відрізка нерегулярної лінії передачі з часом затримки t_3 .

Для короткозамкнутого на кінці відрізка відповідно маємо:

$$Z_{вхол}(p) = W(0)thpt_3. \quad (2.17)$$

В даному випадку

$$\pm j \frac{\omega_i}{t_3} = \pm j \frac{i\pi}{2t_3}.$$

Ці вирази отримані з відповідних виразів для елементів матриці опорів відрізка однорідної лінії з хвильовим опором і часом затримки t_3 .

З (2.15) виходить, що вхідний опір резонатора однозначно визначається наступними параметрами:

– хвильовим опором на початку лінії $W(0)$;

– значення змінних $\alpha_i, \beta_i (i=1,2,\dots,n)$, зв'язаних відповідно (2.15), з відрахуваннями $Z_{22}(p)$ відрізка регулярної лінії.

З іншого боку опору (2.15) відповідає спектральна функція диференціального рівняння нерегулярної лінії передачі, яка відповідає хвилевому опору [6, 7]:

$$W(\tau) = W(0) \left[\frac{\Delta(\tau')}{\Delta_1(\tau')} \right]^2, \quad (2.18)$$

де $\tau' = \frac{\tau}{t_3}$ – нормована затримка поточного часу; $\Delta(\tau')$ – визначник n -го порядку з

елементами головної діагоналі

$$\Delta_{ii} = \frac{1}{\alpha_i \cos^2 \beta_i \tau'} \left(1 + \frac{\alpha_i}{2\beta_i} \left(\frac{\cos 2\tau' \beta_i}{2} + \tau' \beta_i \right) \right), \quad i = 1, 2, \dots, n.$$

Інші елементи

$$\Delta_{ij} = \frac{\beta_i \sin \beta_i \tau' \cdot \cos \beta_j \tau' - \beta_j \sin \beta_j \tau' \cdot \cos \beta_i \tau'}{\cos \beta_i \tau' \cdot \cos \beta_j \tau' \cdot (\beta_i^2 - \beta_j^2)}, \quad i \neq j.$$

Для визначника знаменника (2.18) елементи головної діагоналі

$$\Delta_{1ii} = \frac{1}{\alpha_i \cos^2 \beta_i \tau'} \left(1 + \frac{\alpha_i}{2\beta_i} \left(\frac{-\cos 2\tau' \beta_i}{2} + \tau' \beta_i \right) \right), \quad i = 1, 2, \dots, n.$$

Інші елементи

$$\Delta_{1ij} = \frac{\beta_i \sin \beta_j \tau' \cdot \cos \beta_i \tau' - \beta_j \sin \beta_i \tau' \cdot \cos \beta_j \tau'}{\cos \beta_i \tau' \cdot \cos \beta_j \tau' \cdot (\beta_i^2 - \beta_j^2)}, \quad i \neq j.$$

По хвильовому опорі лінії можуть бути розраховані її геометричні розміри [1, 4, 8], за якими через характеристики погонного загасання визначається добротність резонатора.

Хвильовий опір $W(\tau')$ може бути реалізовано у вигляді різних конструкцій: хвильової, коаксіальної, мікросмушкової та інших, в залежності від конструкції пристроїв, в яких використовуються резонатори.

Розглянемо питання реалізації оптимальних нерегулярних резонаторів у вигляді мікросмушкової лінії передачі, яка найбільш повно задовольняє вимогам комплексної мікромініатюризації, і тому в даний час найбільш широко використовується в різних пристроях радіотехніки.

Основні особливості розрахунку геометричних розмірів, розглянутих резонаторів по хвильовому опорі пов'язані з тим, що хвильовий опір $W(\tau)$ змінюється за плавним або ступінчастим законом. Складність зміни хвильового опорі вимагає використання електродинамічних методів для розрахунку топології резонатора, що призводить до великих труднощів, пов'язаних головним чином з величезним обсягом обчислень [8–13].

Вирішення зазначеного завдання спрощується, якщо плавний закон зміни хвильового опорі резонатора апроксимувати ступінчастим законом, тобто відрізок плавної лінії замінити відрізком багатоступінчастої лінії, побудову якої показано на рис. 2.1. При цьому безперервна зміна хвильового опорі $W(\tau)$ у інтервалі τ_j, τ_{j+1} замінюється сходинкою, що утворена відрізками однорідних ліній з хвильовими опорами

$$W_j = W(\tau_j), \quad (2.19)$$

$$\tau_j = \Delta t(j-1), \quad j = 1, 2, \dots, m, \quad (2.20)$$

$$\Delta t = \frac{t_3}{m-1}, \quad (2.21)$$

де m – число точок розбиття плавного резонатора.

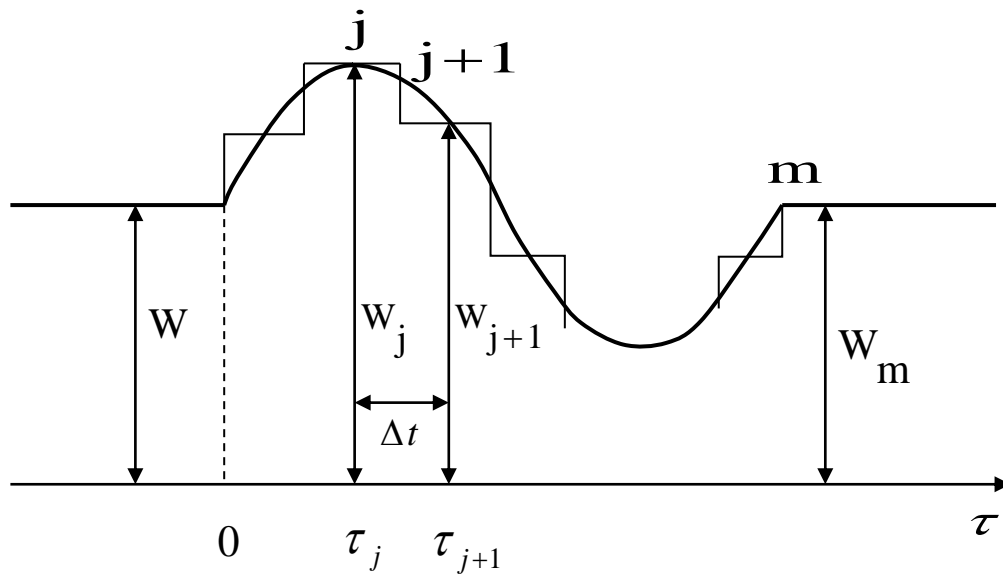


Рис. 2.1. Ступенева апроксимація плавного закону зміни хвильового опору нерегулярної лінії передачі

Час затримки цих відрізків однаково рівний $\Delta t/2$. Така заміна дозволяє перейти від вихідної задачі до задачі розрахунку геометричних розмірів відрізків регулярних ліній, при яких реалізуються необхідні хвильові опори W_j і часу затримки $\Delta t/2$. В даному випадку розрахунок топології резонатора можна виконати за відомими формулами [13].

Заміна плавного резонатора на ступінчастий призводить до певних похибок в розрахунках: помилки визначення геометричних розмірів і т.д. Однак ці помилки можна зменшити до будь-якого наперед заданого значення шляхом збільшення числа сходинок в резонаторі.

Розрахунок топології резонатора виконується з урахуванням втрат у діелектрику і провідній смужці, а також з урахуванням можливості виникнення вищих типів коливань.

Основні співвідношення для розрахунку топології полоскових резонаторів різних конструкцій і інших конструкцій будуть розглянуті нижче в підрозділі 2.5.

Вирази (2.19–2.21) використовуються для заміни плавного резонатора ступінчатим. Для забезпечення високої точності такої заміни кількість сходинок вибирається досить великою: від 100 до 200. У цьому випадку максимальна відмінність частотних характеристик ступеневого резонатора від характеристик плавного резонатора не перевищує похибки їх вимірювання.

Ширина полоски однорідної лінії передачі буде визначена в підрозділі 2.5 для різних полоскових конструкцій.

Так як ступінчастий резонатор являє собою каскадне з'єднання відрізків регулярних ліній, то для розрахунку його характеристик з урахуванням втрат і неоднорідностей були використані відомі підходи на основі теорії чотиріполюсника.

За розрахованими геометричними розмірами ступеневого резонатора виготовляють близький до плавного резонатора, шляхом заміни сходинок, що з'єднують точки j та $j+1$, відрізками прямих ліній. Така заміна дозволяє зменшити трудомісткість виготовлення резонаторів практично не змінюючи його електричних характеристик.

Таким чином, добротність резонатора на відрізку нерегулярної лінії передачі визначається наступними змінними параметрами: $W(0), t_3, \alpha_i, \beta_i$. Отже, синтез резонатора з максимально можливою добротністю та запропонованим методом дозволяє формувати цільову функцію, економічну за витратами машинного часу і залежить від мінімально можливого числа варійованих параметрів, що призводить до підвищення ефективності синтезу резонатора.

Змінні параметри $W(0), t_3, \alpha_i, \beta_i$ об'єднаємо в вектор змінних параметрів

$$\bar{A} = \{W(0), t_3, \alpha_i, \beta_i, i = 1, n\}, \quad (2.22)$$

значення якого обмежуються безліччю допустимих рішень

$$D \div \{A | W^H \leq W(0) \leq W^6, t_3^H \leq t_3 \leq t_3^6, 0 < \alpha_i \leq \alpha_i^6, \beta_i^H < \beta_i \leq \beta_i^6, i=(1,n)\}, \quad (2.23)$$

де W^H, W^6 – відповідно нижня і верхня допустима межа зміни хвильового опору;

t_3^H, t_3^G – межі зміни часу затримки, які визначаються допустимими геометричними розмірами резонатора.

Вимога суворої позитивності α_1 забезпечує позитивність і обмеженість хвильового опору $W(\tau)$ [44, 46].

Обмеження у вигляді рівності слугує для завдання певних значень хвильових опорів на кінцях лінії.

Інші обмеження, які мають вигляд нерівностей, дозволяють регулювати діапазон зміни хвильового опору резонатора в межах допустимих значень, які можуть бути реалізовані у вигляді тієї чи іншої конструкції. Рекомендації по вибору конкретних значень параметрів $\alpha_1^G, \beta_1^H, \beta_1^G$ будуть наведені нижче.

Час затримки резонатора t_3 вибирається виходячи з допустимої геометричної довжини. Дуже часто, а особливо на високих частотах, її намагаються вибрати максимально можливою. У цьому випадку, як було встановлено в результаті численних прорахунків, необхідна розрядка спектру і висока добротність досягається при максимальному перепаді хвильових опорів в резонаторі, під яким розуміється відношення максимального хвильового опору до його мінімального значення. Необхідність зменшення перепаду хвильового опору буде обґрунтовано далі при розгляді питань конструктивної реалізації резонаторів.

2.3. Синтез високодобротних резонаторів на нерегулярних лініях передач

Завдання синтезу високодобротних резонаторів полягає у виборі такого значення вектора (2.22) $\bar{A} = A^*$ з області допустимих значень D (2.23), при якому закон зміни хвильового опору і втрат в резонаторі забезпечить максимальну добротність, а саме:

$$\begin{aligned} Q(\bar{A}^*) &\rightarrow \max \\ \bar{A}^* &\in D \end{aligned} \quad (2.24)$$

При цьому цільова функція має вигляд

$$F = Q(\bar{A}), \quad \bar{A} \in D, \quad (2.25)$$

де функція $Q(\bar{A})$ задана алгаритмічно.

Ефективність використання того чи іншого методу оптимізації при вирішенні задачі (2.24) багато в чому визначається його відповідністю цільової функції, що оптимізується. Необхідно відзначити, що дана цільова функція на множині D (2.23) є багатоекстремальною з неясково вираженими локальними екстремумами. Крім того, аналітичне обчислення її похідних є дуже складним, а чисельне обчислення похідних дає значні помилки, що ускладнює пошук.

Тому метод оптимізації для вирішення зазначеного завдання повинен володіти глобальними властивостями, а також не використовувати приватних похідних цільової функції.

Як показали численні обчислювальні експерименти, найбільш ефективним в даному випадку є метод змінного допуску [14–17]. Цей метод дозволяє поліпшувати значення цільової функції як за рахунок інформації, що отримується в точках допустимої безлічі рішень, так і за рахунок інформації, яку вдається отримати при проходженні через деякі точки, поза допустимої множини, але є близькими до допустимих (майже допустимі точки).

Таке послаблення вимог щодо дотримання обмежень істотно зменшує необхідне для обчислень машинного часу, що витрачається на забезпечення суворого виконання вимог допустимості, що має місце при реалізації багатьох методів нелінійного програмування. У міру наближення до шуканого рішення інтервали поступово скорочуються, і в межі враховуються тільки допустимі точки.

При такій стратегії пошуку вихідна задача (2.25) набуває більш простий вигляд [14]:

$$F'(\bar{A}) \rightarrow \min, \quad \bar{A} \in D,$$

а обмеження у вигляді допустимої області D зводяться до нерівності:

$$\Phi^{(k)} - T(\bar{A}) \geq 0, \quad \dots\dots\dots (2.26)$$

де $\Phi^{(k)}$ – значення критерію змінного допуску на етапі пошуку (сенса цієї величини буде показаний нижче);

$T(\bar{A})$ – позитивно певний функціонал над безліччю всіх функцій, які задають допустиму безліч D в завданні (2.24) (характеризує міру ступеня порушення обмежень даної задачі).

Метод змінного допуску докладно описаний в [14–17]. Там же представлений і узагальнений алгоритм, що реалізує його. Тому далі будуть розглянуті лише основні переваги цього методу, в силу яких його доцільно використовувати для вирішення завдання (2.24).

Перш за все необхідно відзначити, що для вирішення задач безумовної мінімізації в методі змінного допуску використаний метод деформованого багатогранника, запропонований Нелдера і Мидом [18, 19]. Особливість даного методу полягає в тому, що вибір напрямку зменшення цільової функції $F'(\bar{A})$ здійснюється в результаті порівняння значень цільової функції в вершинах деякого багатогранника. З вершини, в якій $F'(\bar{A})$ максимальна, проводиться через центр ваги багатогранника пряма, на якій за допомогою певних правил знаходиться нова точка – наближення до мінімуму $F'(\bar{A})$. Далі, шляхом заміщення вершини багатогранника з максимальним значенням $F'(\bar{A})$ знайденої новою точкою, будується інший багатогранник. На рис. 2.2 наведено кілька багатогранників, побудованих в двомірному просторі.

У відповідності до випадку використання методу деформованого багатогранника в алгоритмі змінного допуску, значення $\Phi^{(k)}$ дорівнює середньому значенню відстані від вершин багатогранника до його центру ваги на якомусь етапі пошуку.

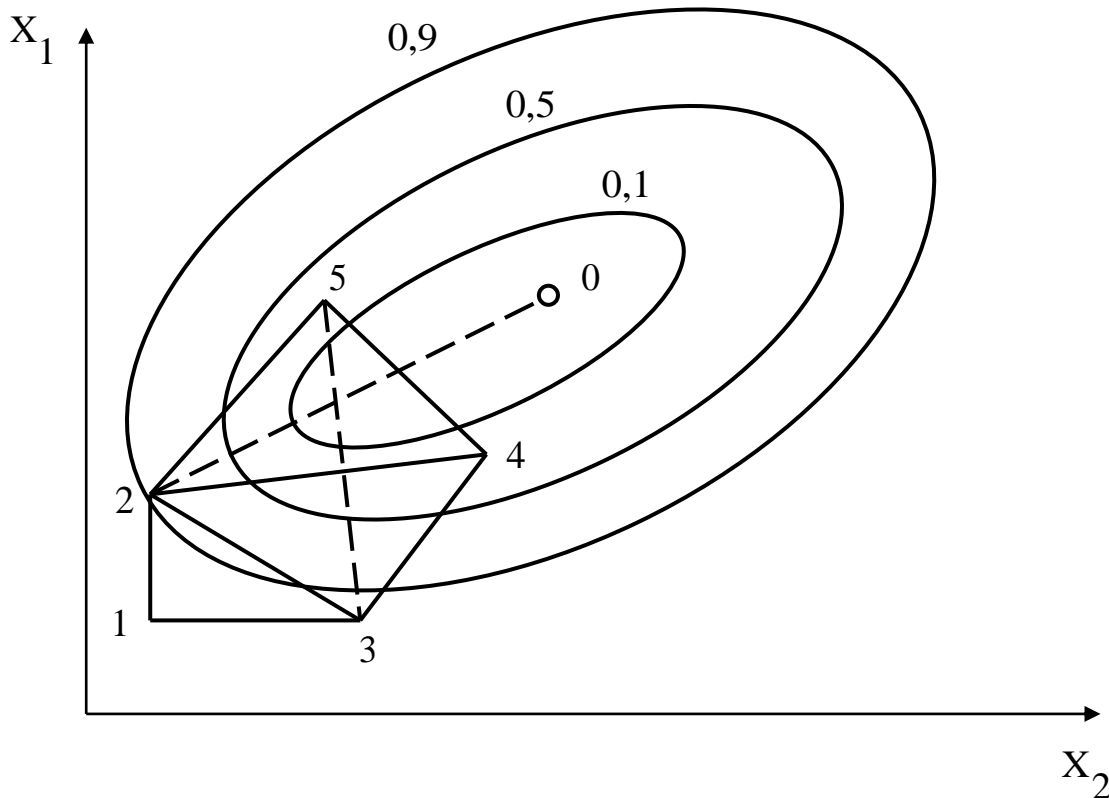


Рис.2.2. Деформуємі багатогранники

Тому сенс (2.26) полягає в тому, що ступінь порушення обмежень вихідної задачі, характеризуються $T(\bar{A})$, регулюється змінним допуском $\Phi^{(k)}$, який визначається розмірами багатогранника, побудованого на якомусь етапі пошуку.

В міру наближення до точки мінімуму цільової функції, багатогранник вироджується в точку (одну зі своїх вершин, в якій значення цільової функції мінімальне).

При цьому значення $\Phi^{(k)}$, а, отже, і значення $T(\bar{A})$, наближається до нуля, що відповідає суворому дотриманню обмежень вихідної задачі. Наведені міркування дозволяють зробити ряд висновків щодо особливостей розглянутого алгоритму, які мають важливе значення у вирішенні задачі (2.24).

По-перше, стратегія цього алгоритму не залежить від локальних властивостей цільової функції і функцій обмежень (протилежна ситуація має місце, наприклад, у використанні методів проекції градієнта [20]. Така здатність

алгоритму адаптуватися до складної поверхні цільової функції робить його ефективним при вирішенні мінімаксних задач, до яких відноситься і дана задача.

По-друге, алгоритм володіє, в певному сенсі, глобальними властивостями, а саме: його використання дозволяє виключати побічні локальні екстремуми за рахунок того, що вже на початку пошуку вдається отримати великий обсяг інформації про цільову функцію завдяки аналізу великої кількості вершин багатогранника. При чому цей обсяг інформації тим більше, чим більшу область простору рішень охоплює вихідний багатогранник.

Глобальні властивості алгоритму підтверджуються також ефективним рішенням завдань з його допомогою, що характеризуються наявністю численних локальних екстремумів.

І, нарешті, ще однією перевагою даного алгоритму є те, що для його реалізації не потрібно знаходити похідні цільової функції і функцій обмежень. Тому тимчасові витрати на виконання підготовчих операцій виявляються незначними, а помилки в процесі підготовки вихідних даних виключаються майже повністю.

Параметри алгоритму змінного (ковзаючого) допуску вибираються відповідно до рекомендацій, даними в [14–20].

Таким чином, розроблений метод чисельного синтезу плавних нерегулярних резонаторів, полягає в оптимізації спектральних характеристик резонатора з метою досягнення його максимальної добротності.

2.4. Узагальнений алгоритм синтезів резонаторів

Відповідно до розробленого методу чисельного синтезу резонаторів (розд. 2.3) побудуємо узагальнений алгоритм синтезу і реалізації його програми. Логічна схема цього алгоритму показана на рис. 2.3. Даний алгоритм дозволяє розрахувати резонатори у вигляді відрізків плавних нерегулярних мікрополоскових і симетричних полоскових ліній передачі з максимально можливим для кожної конструкції значенням добротності із урахуванням втрат в діелектрику і провідній смужці.

Вихідними даними для синтезу є:

- положення першого полюса, що визначає резонансну частоту резонатора;
- кількість полюсів, якими визначається спектр нерегулярної лінії;
- значення розрядки спектра, що забезпечується резонатором;
- кількість точок розбиття хвильового опору $W(\tau)$, що застосовувались при оптимізації;
- кількість точок розбиття $W(\tau)$ для остаточного аналізу;
- дані для розрахунку конструкції резонатора на конкретному типі лінії передачі (відносна діелектрична проникність ϵ_r , тангенс кута діелектричних втрат $\operatorname{tg}\delta$, товщина підкладки h , товщина b , питомий опір матеріалу провідної полоски ρ);
- час затримки резонатору t_3 ;
- граничне значення хвильового опору на початку лінії $W(0)$ і поточного значення хвильового опору $w_{\text{ДОП}}^H, w_{\text{ДОП}}^B$, що визначають область значень $W(\tau)$, реалізованих у вигляді полоскових ліній, а також значення величин $\alpha_1^G, \beta_1^H, \beta_1^G$, задають початкову допустиму область D (2.23);
- межі зміни часу затримки t_3^H, t_3^G , відповідні до допустимих геометричних розмірів нерегулярної лінії.

Вихідні дані задаються в Блоці 2 алгоритм синтезу (рис.2.3). Потім в Блоці 3 виконується розрахунок першого і другого полюсів, що визначають резонансну частоту і задану розрядку спектра, а також проводиться розрахунок початкового часу затримки t_3 .

Таким чином, ми отримали вихідні дані для оптимізації (початкове наближення). При цьому резонатор має задану резонансну частоту і володіє необхідною розрядкою спектра. Що стосується добротності, то вона не визначена. Ціллю оптимізації якраз і є при заданих вихідних даних визначити закон зміни

хвильового опору, при якому добротність резонатора максимальна або є заданою величиною.

У Блоці 4 проводиться оптимізація положення полюсів таким чином, щоб досягти максимальне значення добротності резонатора шляхом зміни вектора змінних параметрів \bar{A} (2.22).

Пошук оптимальних значень α_i, β_i виконується методом ковзного допуску. На допустимому множини D вибираються початкові точки, з яких здійснюються локальні спуски. Після цього з усіх отриманих мінімумів вибирається найменший, який приймається за глобальний, а відповідні цього мінімуму значення параметрів



Рис. 2.3. Алгоритм синтезу резонатора.

α_i^* , β_i^* вважаються оптимальними в межах допустимої безлічі D (2.23).

Якщо визначено таким чином оптимальне значення одного або декількох параметрів, що знаходяться поблизу межі допустимої безлічі, то в цьому випадку безліч D розширюється шляхом зміни значень заданих його граничних параметрів α_i^H , α_i^G , β_i^H , β_i^G , $i=1,2,\dots,n$, а на розширеному безлічі уточнюється глобальний мінімум і відповідні йому параметри α_i^* , β_i^* $i=1,2,\dots,n$.

Уточнення значення максимальної добротності проводиться в Блоці 5 шляхом розбиття $W(\tau)$ на більше число точок. Результати обчислення хвильового опору, що змінюється уздовж лінії, топологічні розміри резонатора і значення цільової функції, тобто добротність, виводяться на друк в Блоці 6.

Цільова функція, як було зазначено вище, задається алгоритмічно. Алгоритм обчислення цільової функції представлений на рис. 2.4. В якості цільової функції виступає добротність резонатора. Даний алгоритм працює наступним чином. За знайденими оптимальними значеннями параметрів α_i^* , β_i^* $i=1,2,\dots,n$ і заданим значенням $W(0)$ та t_3 у Блоці 2 розраховується хвильовий опір $W(\tau)$ відрізків ліній, утворюючих сходинки, за допомогою яких плавний закон зміни хвильового опору замінюється ступінчастим. Кількість сходинок вибирається рівним $N-1$, де $N=m$ – кількість точок розбиття з інтервалом $0-t_3$. У Блоці 3 виробляється обчислення порушених обмежень по межах зміни хвильового опору $W(\tau)$ і часу затримки t_3 :



Рис. 2.4. Алгоритм обчислення цільової функції.

$$\begin{aligned}
 W_{\text{ДОП}}^{\text{B}} - W_{\text{max}} = \Delta W_1; \quad -W_{\text{ДОП}}^{\text{H}} - W_{\text{min}} = \Delta W_2; \\
 t_3^{\text{B}} - t_{\text{ДОП}} = \Delta t_{31} \quad t_3^{\text{H}} - t_{\text{ДОП}} = \Delta t_{32}.
 \end{aligned}
 \tag{2.27}$$

Порушені обмеження (2.27) накладають обмеження на компоненти вектора змінних параметрів: положення полюсів, починаючи з третього і т.д., значення відрахувань в полюсах (починаючи з першого полюса, який визначає резонансну частоту коливальної системи), час затримки резонатора, що характеризує його геометричну довжину.

В результаті виконання розглянутої частини алгоритму розраховується закон зміни хвильового опору багатоступінчастого резонатора, що забезпечує максимальну добротність коливальної системи при заданій резонансній частоті і розрядці спектру, а також допустимих значеннях хвильового опору

$$W_{\text{ДОП}}^{\text{Н}} \leq W(\tau_i) \leq W_{\text{ДОП}}^{\text{В}}, \quad i = 1, 2, \dots, m.$$

Розрахунок конструктивних параметрів – топологія резонатора, розрахунок затухань в діелектричній підкладці та провідній смужці проводиться в Блоці 4.

Так як даний алгоритм призначений для синтезу полоскових резонаторів, то його конструктивні параметри задаються у вигляді геометричних розмірів провідної полоски, що характеризують зміну по довжині резонатора, ширину цієї полоски.

Геометричні розміри ступінчастої лінії, що відповідає вихідному резонатору на плавно-нерегулярній лінії, задаються у вигляді масивів $L(i)$, $H(i)$, $i=1, 2, \dots, m$. Значення елементів масивів $L(i)$, $H(i)$ являють собою відповідну довжину і ширину провідної полоски i -го відрізка регулярної смужкової лінії.

На геометричні розміри ступеневого резонатора, як було показано в попередньому підрозділі, задаються розміри резонатора на плавній полосковій лінії (значення ширини полоски W_i і відстані L_i від початку резонатора ($\tau = 0$) до точок, що відповідають значенням W_i).

Втрати в провідній смужці і діелектричній підкладці розраховуються за формулами [8, 13]. Погонні затухання α_{np} , α_{∂} в подальшому знадобляться для обчислення добротності за формулою (2.12). Розрахунок добротності проводиться в Блоці 5.

Далі в Блоці 6 проводиться розрахунок сумарних обмежень. Якщо хоча б один з результатів обчислення (2.27) негативний, то проводиться підсумовування квадратів всіх результатів віднімання [18]:

$$(\Delta W_1)^2 + (\Delta W_2)^2 + (\Delta t_{31})^2 + (\Delta t_{32})^2 = \Delta O^2, \quad (2.28)$$

де ΔO – сумарна помилка.

Квадрат сумарної помилки складається з початковим значенням цільової функції – $3ЦФ'$:

$$\Delta O^2 + 3ЦФ' = \Phi, \quad (2.29)$$

де Φ – остаточне значення цільової функції, яке обчислюється в Блоці 7 шляхом мінімізації суми (2.29) і відомості суми порушених обмежень ΔO до нуля.

Робота алгоритму завершується висновком результатів розрахунку (Блок 8), що містять:

- оптимальний закон зміни хвильового опору $W(\tau_i)$, $i=1,2,\dots,m$, вздовж відрізка лінії і відповідні значення хвильового опору часу затримки t_3 , які забезпечують максимальну добротність резонатора, значення оптимальних параметрів α_i^* , β_i^* $i = 1,2,\dots,n$;
- значення величин ширини полоски провідника $W(мм)$ і відповідні цим значенням величини довжин сходинок $L(мм)$, забезпечують відповідність оптимальної топології, оптимальному закону зміни хвильового опору вздовж резонатора (зміна ширини провідної полоски резонатора по його довжині $W(L_i)$, $i=1,2,\dots,m$);
- остаточне значення параметрів α_i^* , β_i^* $i = 1,2,\dots,n$;
- остаточне значення цільової функції;
- кількість поточних обчислень цільової функції при вирішенні задачі оптимізації.

На закінчення необхідно відзначити, що застосування даного алгоритму не обмежується синтезом резонаторів на мікрополоскових і симетричних полоскових лініях передачі. Резонатори, в залежності від конструкції коливальної системи, можуть бути також реалізовані за допомогою даного алгоритму на інших типах ліній. При цьому в алгоритмі обчислення цільової функції потрібно провести зміни, що стосуються розрахунку конструкції відповідної лінії передачі (Блок 4).

Справедливість цього висновку впливає з того, що в розглянутому алгоритмі синтезу, спочатку визначається оптимальний закон зміни хвильового

опору резонатору $W(\tau_i)$, $i=1,2,\dots,m$, при якому забезпечуються оптимальні характеристики відрізка лінії з точки зору втрат, а потім по $W(\tau_i)$ розраховується конструкція (топология) резонатора.

Для представлення основних особливостей алгоритму синтезу розглянемо наступний приклад.

Необхідно розрахувати резонатор, схема якого зображена на рис. 2.5а, з максимально можливою добротністю на частоті 1 ГГц, що забезпечує розрядку спектру резонансних частот, що рівна 4.

В якості вихідних даних для роботи алгоритму вибираються:

– резонансна частота $f_0 = 1 \text{ ГГц}$;

– разрядка спектру $\frac{\omega_1}{\omega_0} = 4$;

– час затримки резонатора $t_3 = 2 \cdot 10^{-10} \text{ с}$.

Значення інших параметрів, що задаються представлені в таблиці 2.1.

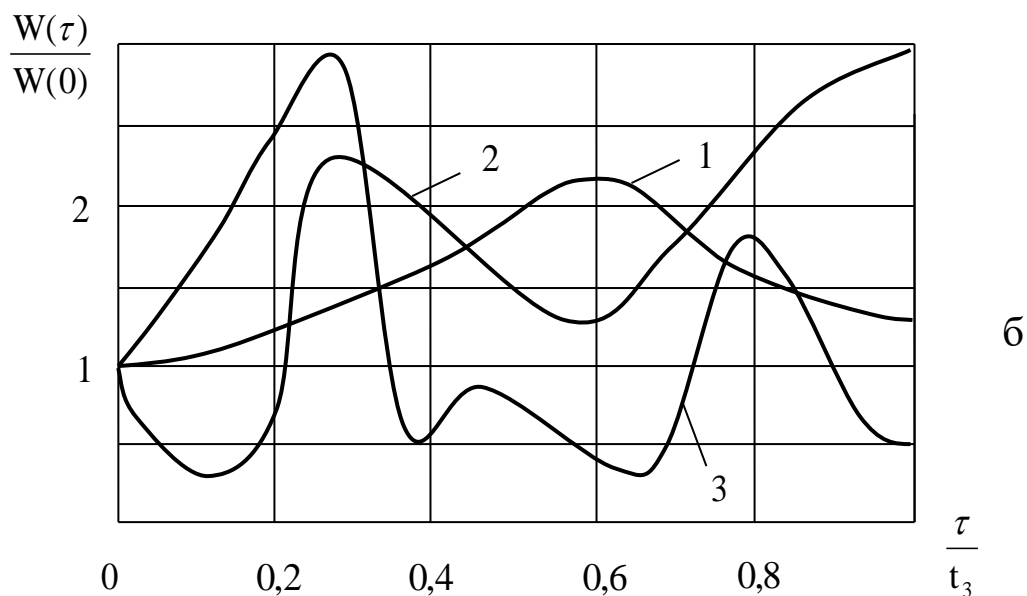
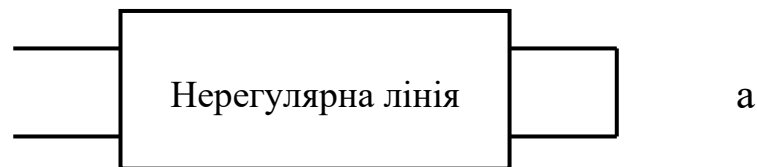
Синтез резонатора виконувався в середовищі Маткад. Результати синтезу при різних значеннях n (n – кількість змінюваних полюсів і відрахувань в цих полюсах), показані на рис.2.5б, в.

На рис. 2.5в представлені максимальні значення добротності в залежності від n . Аналіз цих залежностей показує, що при збільшенні кількості змінних полюсів і відрахувань n , максимальне значення добротності зростає. При чому вплив зміни кількості полюсів і відрахувань на зростання добротності зі збільшенням номеру n зменшується.

З другого боку, збільшення n призводить до ускладнення закону зміни хвильового опору резонатора $W(\tau)$, що впливає з аналізу закону зміни хвильового опору (рис.2.5б), де залежності 1–3 відповідають значенням $n=2,3,4$, так само до ускладнення вирішення завдання оптимізації. Тому для вирішення завдання синтезу резонатора в якості варіативних параметрів достатньо використовувати кілька перших полюсів і відрахувань в них. Зокрема при

розрахунку резонаторів на відрізках мікрополоскових ліній, широко використовуваних в телекомунікаційних пристроях, як впливає з результатів численних розрахунків, кількість змінюваних полюсів і лишків n слід вибрати рівним 2–3. Подальше збільшення n призводить до незначного збільшення добротності системи, але при цьому ускладнюється практична реалізація закону зміни хвильового опору через ускладнення залежності хвильового опору від поточної координати.

Оптимальні значення параметрів $\alpha_i^*, \beta_i^* \quad i = 1, 2, \dots, n$, при яких забезпечується максимальна добротність (рис.2.5в), а також значення обмежень для завдання допустимої області D наведені в таблиці 2.1, де пункти 1,2,3 відповідають значенням $n = 2, 3, 4$. У цій же таблиці наведені початкові значення параметрів, що відповідають відрізку регулярної лінії передачі: $\alpha_i, \beta_i \quad i = 1, 2, \dots, n$. Крім того в таблиці 2.1 наведені значення величин, що характеризують ефективність методу оптимізації, що використовується для вирішення завдання: кількість проміжних обчислень цільової функції і часу розрахунку.



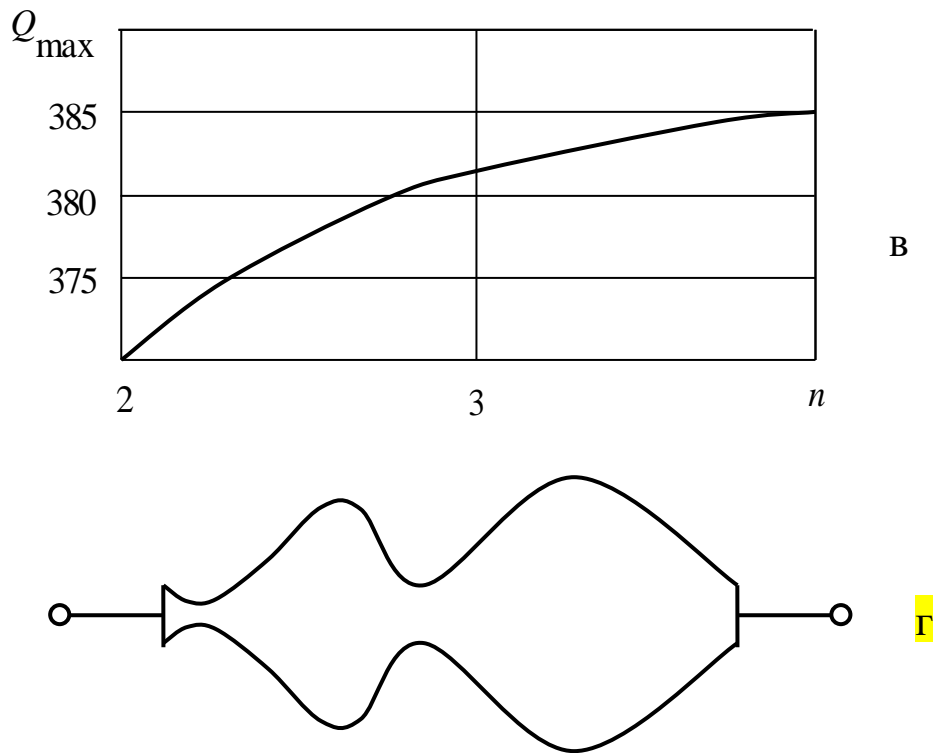


Рис. 2.5. Синтезований резонатор на нерегулярній лінії:

а – еквівалентна схема; б – залежно хвильового опору від поточного часу затримки; в – залежність максимальної добротності від кількості варійованих параметрів; г – характерна топологія мікросмушкового резонатора (характерна залежність ширини струмопровідної полоски від довжини).

Їх аналіз показує, що при збільшенні числа змінних полюсів і відрахувань, кількість проміжних обчислень цільової функції, як правило, збільшується, що в свою чергу призводить до збільшення часу рахунку. При збільшенні кількості точок розбиття довжини резонатора час обчислень також зростає.

По одному з отриманих законів зміни хвильового опору $W(\tau)$ (рис. 2.5б) була розрахована топологія резонатора у вигляді відрізка нерегулярної мікросмушкової лінії при наступних параметрах: відносна діелектрична проникність підкладки $\epsilon_r = 9,6$; товщина підкладки $h = 1$ мм; тангенс кута діелектричних втрат $\text{tg}\delta = 2,5 \cdot 10^{-4}$; товщина провідної полоски $b = 0,03$ мм.

На рис. 2.5г представлена топологія резонатора. Розроблений алгоритм синтезу був використаний для розрахунку конструкцій резонаторів на типах ліній,

широко використовуваних в пристроях радіотехніки, різних засобів телекомунікацій.

Таблиця 2.1. Результати оптимізації резонатору

Рис.2.5б	$W(0)$, Ом t_3 , с	Обмеження Ом	Початкові параметри α_i, β_i	Результати оптимізації α_i^*, β_i^*
1	50 $2 \cdot 10^{-10}$	$W^H = 20$ $W^B = 130$	$\beta_1 = 1,3$ $\beta_2 = 5,3$ $\alpha_1 = 1,9$ $\alpha_2 = 2,3$	$\beta_1^* = 1,319$ $\beta_2^* = 5,278$ $\alpha_1^* = 1,893$ $\alpha_2^* = 1,622$
2	50 $2 \cdot 10^{-10}$	$W^H = 20$ $W^B = 130$	$\beta_1 = 1,3$ $\beta_2 = 5,3$ $\beta_3 = 7,8$ $\alpha_1 = 1,9$ $\alpha_2 = 2,3$ $\alpha_3 = 2$	$\beta_1^* = 1,286$ $\beta_2^* = 5,147$ $\beta_3^* = 7,798$ $\alpha_1^* = 1,841$ $\alpha_2^* = 2,066$ $\alpha_3^* = 1,948$
3	50 $2 \cdot 10^{-10}$	$W^H = 20$ $W^B = 130$	$\beta_1 = 1,3$ $\beta_2 = 5,3$ $\beta_3 = 7,8$ $\beta_4 = 11$ $\alpha_1 = 1,9$ $\alpha_2 = 2,3$ $\alpha_3 = 2$ $\alpha_4 = 2$	$\beta_1^* = 1,261$ $\beta_2^* = 5,004$ $\beta_3^* = 7,757$ $\beta_4^* = 11,444$ $\alpha_1^* = 1,799$ $\alpha_2^* = 2,025$ $\alpha_3^* = 1,907$ $\alpha_4^* = 1,959$

2.5. Особливості синтезу високодобротних резонаторів паралельного і прохідного типу

У пристроях радіотехніки широко застосовуються коливальні системи на базі мікрополоскових і симетричних полоскових ліній [20–23]. В даному підрозділі будуть розглянуті особливості синтезу резонаторів на

короткозамкнених і розімкнених відрізках вищевказаних конструкцій ліній передачі, надано аналіз цих особливостей для кожного типу конструкції, а також наведені формули обчислення топологічних розмірів і величин загасання в провідній смужці та діелектричній підкладці, проведено аналіз втрат, що визначають добротність резонансної системи.

2.5.1. Резонатор на замкнутій мікрополосковій лінії

Оскільки лінія є замкненою, то в залежності від її довжини змінюється характер вхідного опору і частотні характеристики лінії стають аналогічними характеристиками відповідно послідовного або паралельного коливального контуру, а сама лінія стає еквівалентною послідовному або паралельному коливальному контуру поблизу резонансної частоти. Полюси вхідного опору короткозамкненою лінії слідує з періодом $\frac{\pi}{t_3}$, так як вхідний опір однорідної (регулярної) замкнутої лінії

$$Z_{кз} = jW \operatorname{tg} \omega t_3.$$

Закон зміни хвильового опору, що забезпечує максимальну добротність резонатора досягається за рахунок певного закону зміни ширини провідної полоски. Ширину полоски i -ої сходинки відрізка регулярної лінії (рис.2.6) W_i з хвильовим опором $W(\tau)$ визначається виразами: при $d > 2,1$

$$W = \frac{8h}{e^d - 2e^{-a}}; \quad (2.30)$$

при $d \leq 2,1$

$$W = h \left\{ 2(d_1 - 1)/\pi - 2 \ln(d_1 - 1)/\pi + (\varepsilon_r - 1) \left[\ln(d_1 - 1) + 0,293 - 0,517/\varepsilon_r \right] / (\pi \varepsilon_r) \right\} \quad (2.31)$$

де

$$d = (W/60) \sqrt{(\varepsilon_r + 1)/2} + (\varepsilon_r - 1) (0,226 + 0,12/\varepsilon_r) / (\varepsilon_r + 1);$$

$$d_1 = 60\pi^2 / W \sqrt{\varepsilon_r};$$

h – товщина діелектричної підкладки в мм;

ε_r – відносна діелектрична проникність підкладки;

w – ширина провідної полоски в мм.

При цьому похибка обчислень за формулою (2.30) не перевищує 1%, а по формулі (2.31) – 2%, що цілком задовольняє вимогам, що пред'являються до інженерних розрахунків.

Наведені формули були отримані в припущенні, що товщина провідної полоски нескінченно мала. Однак в тих випадках, коли $b/h > 0 < 006$ де b – товщина провідної полоски, необхідно враховувати товщину полоски [13,30]. Для цього ширину полоски w , розраховану за умови, що її товщина дорівнює нулю, необхідно зменшити на величину, значення якої обчислюються наступним чином [13]:

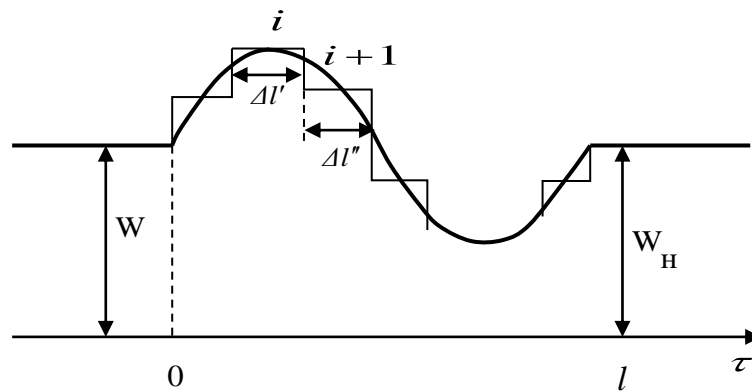


Рис. 2.6. Заміна плавної лінії ступінчатою

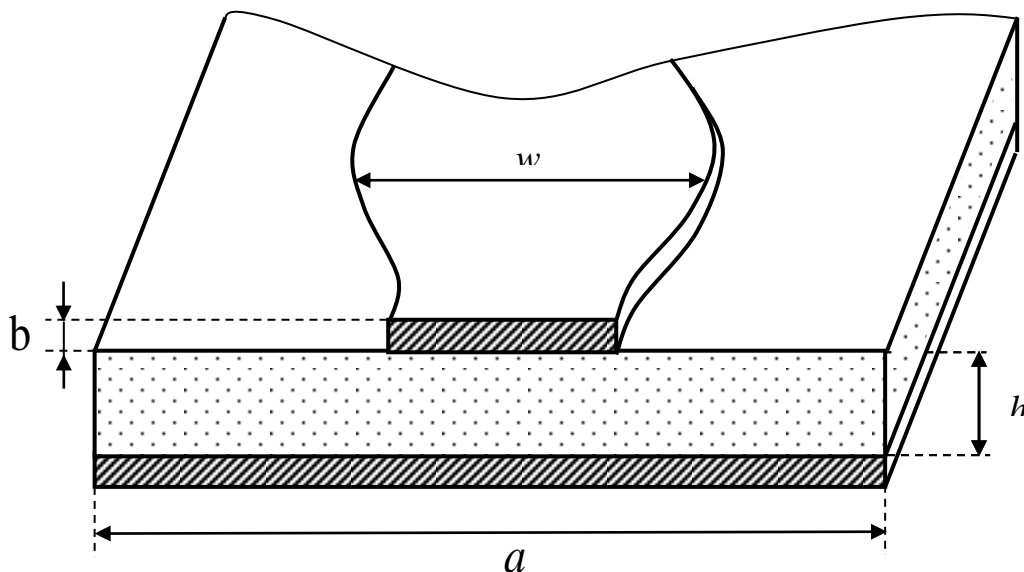


Рис. 2.7. Плавно-нерегулярна мікросмужкова лінія

при $w/h \leq 0,16$

$$\Delta w = b[1 + \ln(4\pi w/b)]/\pi, \quad (2.32)$$

при $w/h > 0,16$

$$\Delta w = b[1 + \ln(2h/b)]/\pi. \quad (2.33)$$

Цей вислів справедливий, коли товщина полоски в кілька разів (але не більше) перевищує глибину скін-шару в металі [13]. Довжина провідної полоски, відповідної i -ої сходинки (рис. 2.6)

$$\Delta l_i = \Delta l_i' + \Delta l_i'',$$

де $\Delta l_i'$, $\Delta l_i''$ – довжини відрізків однорідних ліній передачі, відповідних i -ої сходинці. Значення $\Delta l_i'$, $\Delta l_i''$ визначаються фазовими швидкостями $v'_{\phi i}$, $v''_{\phi i}$ хвиль, поширюються у відповідних відрізках ліній передачі:

$$\Delta l_i' = \frac{\Delta t}{2} v'_{\phi i}, \quad \Delta l_i'' = \frac{\Delta t}{2} v''_{\phi i},$$

де

$$v'_{\phi i} = \frac{C}{\sqrt{\varepsilon'_{\phi o i}}}, \quad v''_{\phi i} = \frac{C}{\sqrt{\varepsilon''_{\phi o i}}},$$

C – швидкість світла в вакуумі; $\varepsilon'_{\phi o i}$, $\varepsilon''_{\phi o i}$ – ефективні діелектричні проникності, відповідні відріzkам однорідних ліній, які утворюють i – у сходинку.

Ефективна діелектрична проникність є функцією діелектричної проникності підкладки і співвідношенням w/h , і визначається виразом [13]:

$$\varepsilon_{\phi o} = 0,5 \left[\varepsilon_r + 1 + \frac{\varepsilon_r - 1}{\sqrt{1 + \frac{10h}{w}}} \right]. \quad (2.34)$$

При цьому похибка обчислень не перевищує 2% .

Розглянуті вище вираження для розрахунку геометричних розмірів мікрополоскових ліній виведені за умови, що в лінії поширюється тільки TEM -

хвиля, тобто відсутні поздовжні складові векторів напруженості електричного і магнітного поля. Фазова швидкість TEM - хвилі не залежить від частоти.

Насправді всі зазначені явища в різному ступені проявляються в реальній мікрополосковій лінії (рис. 2.7). Особливо в мікрополосковій лінії позначаються втрати на випромінювання в площині, перпендикулярній площині провідних полоски, що знижує добротність резонатора.

Також, але в набагато меншому ступені, випромінює замкнутий кінець резонатора через спотворення структури поля в кінці лінії в місці короткого замикання.

У мікрополосковій лінії не всі силові лінії поля між смужковим провідником і заземленою пластиною проходять через підкладку. Тому хвиля, що розповсюджується вздовж мікросмужкового провідника, є не чисто Т-хвилею. Вона є квазі Т-хвилею. Її фазова швидкість в мікрополосковій лінії визначається формулою [2] :

$$V_{\phi} = \frac{C}{\varepsilon_{r\text{э}}} . \quad (2.35)$$

Відзначимо, що ефективна діелектрична постійна $\varepsilon_{r\text{э}}$ менше діелектричної постійної підкладки, так як ефективна діелектрична постійна враховує поле поза підкладкою.

Втрати в мікрополосковій лінії складаються з втрат у провіднику і діелектрику. У замкнутій формі вираження для їх обчислення наведені в [8]. Зокрема, формула для обчислення загасання в провіднику провідної полоски α_{np} (дБ/м) може бути записана у вигляді:

$$\alpha_{np} = 1,38A \frac{R_s}{hW_0} \frac{32 - \left(\frac{w}{h}\right)^2}{32 + \left(\frac{w}{h}\right)^2} , \quad \left(\frac{w}{h}\right) < 1 , \quad (2.36)$$

$$\alpha_{np} = 6,1 \cdot 10^{-5} A \frac{R_s w \varepsilon_{r\vartheta}}{h} \left(\frac{w_{\vartheta}}{h} + \frac{0,667 \frac{w_{\vartheta}}{h}}{\frac{w_{\vartheta}}{h} + 1,444} \right), \quad \left(\frac{W}{h} \right) > 1, \quad (2.37)$$

де $\frac{w_{\vartheta}}{h}$ визначається як

$$\frac{w_{\vartheta}}{h} = \frac{w}{h} + \frac{\Delta w}{h}, \quad A = 1 + \frac{h}{w} \left(1 + \frac{1}{\pi} \ln \frac{2B}{t} \right), \quad R_s = \sqrt{\pi f \mu_0 \rho},$$

$$B = h \quad \text{при} \quad \frac{w}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \quad \text{і} \quad B = 2\pi w \quad \text{при} \quad \frac{w}{h} < \frac{1}{2\pi};$$

ρ – питомий опір смужкового провідника.

Втрати у діелектрику

$$\alpha_D = 27,3 \frac{\varepsilon_r}{\varepsilon_r - 1} \frac{\varepsilon_{r\vartheta} - 1}{\sqrt{\varepsilon_{r\vartheta}}} \frac{tg\delta}{\lambda_0},$$

$tg\delta$ – тангенс кута діелектричних втрат діелектрика.

2.5.2. Резонатори на розімкнутій мікрополосковій лінії

Необхідно відразу зазначити, що резонатори, які розімкнуті на кінці виконуються довжиною половини довжини хвилі $\lambda/2$. Сумарні втрати в розімкнутому на кінці відрізьку лінії більше, ніж в короткозамкнутому резонаторі. Втрати на випромінювання зростають за рахунок випромінювання з відкритого кінця лінії. Такі резонатори доцільно використовувати як коливальні системи прохідного типу і включати каскадно з іншими вузлами різних пристроїв.

Втрати в провідниках мікросмужкової лінії визначаються зростанням індуктивності, обумовленої проникненням магнітного поля в провідник [13]. Втрати в провідниках для заданого значення хвильового опору W_0 зростають пропорційно квадратному кореню зі значенням частоти відповідно до формули [13] для поверхневого опору провідника:

$$R_s = \sqrt{\pi f \mu_0 \rho}.$$

Втрати в діелектрику прямо пропорційні частоті і $\operatorname{tg}\delta$. На досить високих частотах втрати в діелектрику, зазвичай, набагато менше втрат в провіднику. Однак в міліметровому діапазоні довжин хвиль, втрати в діелектрику стають порівнянними з втратами в провідниках, так як втрати в діелектрику зі зростанням частоти зростають за лінійним законом, в той час як втрати в провідниках пропорційні квадратному кореню з частоти [13]. Ширина провідної полоски і загасання в ній, а також в діелектричній підкладці обчислюються за тією ж методикою і за тими ж формулами, що і в короткозамкнутому резонаторі.

Наведені в розділі 3 результати отримані для випадку дуже малої товщини смужкового провідника, якою можна знехтувати. Однак практично кінцева товщина полоски b все ж впливає на характеристики резонатора. Проте, якщо $b/h \leq 0,005$, то теоретично значення, отримані для $b/h = 0$, практично співпадають з експериментальними результатами.

Вплив частоти на ефективну діелектричну проникність $\varepsilon_{\text{гз}}$ (дисперсія) повністю описується дисперсійною моделлю, розглянутої в роботі [8]. Вплив частоти на хвильовий опір розглядався різними авторами. В роботі [13, 29] надано огляд різних чисельних методів, що враховують частотну залежність параметрів мікрополоскових ліній. Оpubлікована також робота про аналітичні методи обліку дисперсії мікрополоскових ліній, в якій наведено вирази для $\varepsilon_{\text{гз}}$, виражені через частотні залежності ємнісних і індуктивних параметрів лінії [13]. Тому в даній роботі облік дисперсії не проводився. Кінцева товщина полоски також впливає на дисперсію, збільшення b призводить до деякого зменшення дисперсії. Однак на практиці, особливо при малих b/h , цим ефектом можна знехтувати [13].

Добротність резонаторів на відрізках однорідних полоскових ліній зазвичай не перевищує 200. Пояснюється це тим, що для всіх хвиль, крім квазі - Т, існує критичний кут повного внутрішнього відображення [13]. Тому відкритий кінець мікросмужкової лінії на хвилі квазі - Т повинен випромінювати. У разі неоднорідного резонатора, це випромінювання може бути значно менше, так як можливе поширення хвилі HE_1 при куті падіння, що перевищує критичний. Тоді

добротність резонатора визначається тільки омичними втратами в діелектрику і металі.

Хвильовий опір мікрополоскової лінії зменшується при зростанні W/h і при збільшенні ϵ_r підкладки, причому вплив ϵ_r зменшується з ростом W/h , що пояснюється збільшенням концентрації енергії електромагнітного поля в діелектрику підкладки.

Добротність резонатора визначається виразом (2.12) за характеристиками загасання $\alpha_{пр}$, $\alpha_{д}$, приведеними в 2.5.1.

Недоліком даної конструкції є складність реалізації лінії з великим хвильовим опором, оскільки ширина провідників стає настільки малою, що в них виникають неприпустимо високі втрати. Щоб уникнути цього, необхідно збільшувати товщину підкладки, але в результаті збільшуються габарити схеми.

Досить поширені фільтри на напівхвильових розімкнутих резонаторах [4], які показані на рис. 2.8а. Для зменшення габаритів структури область зв'язку необхідно брати менше чверті довжини хвилі (рис. 2.8б). Однак, частота першої паразитної смуги пропускання таких фільтрів $\omega_1 = 2\omega_0$, що є великим недоліком і часто не дозволяє виконати вимоги електромагнітної сумісності. Для збільшення смуги загородження і виникає необхідність застосування нерегулярних ліній в якості резонаторів. Як показано в [4], відношення частоти першої гармоніки резонатора до частоти основного тону ω_1 / ω_0 може бути більше двох при використанні резонаторів на нерегулярних лініях передачі.

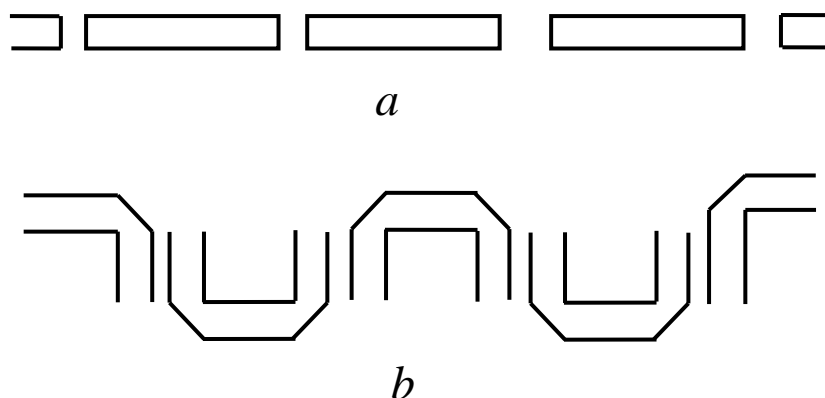


Рис. 2.8. Приклади фільтрів на прохідних розімкнутих резонаторах.

2.5.3. Резонатор на замкнутій симетричній полосковій лінії

Характерною особливістю даного типу резонаторів є їх малі розміри (як правило довжина дорівнює приблизно чверті або половині довжини хвилі), а також порівняно малі втрати. У симетричній лінії практично відсутні втрати на випромінювання, так як центральний провідник екранований зверху і знизу (рис. 2.9).

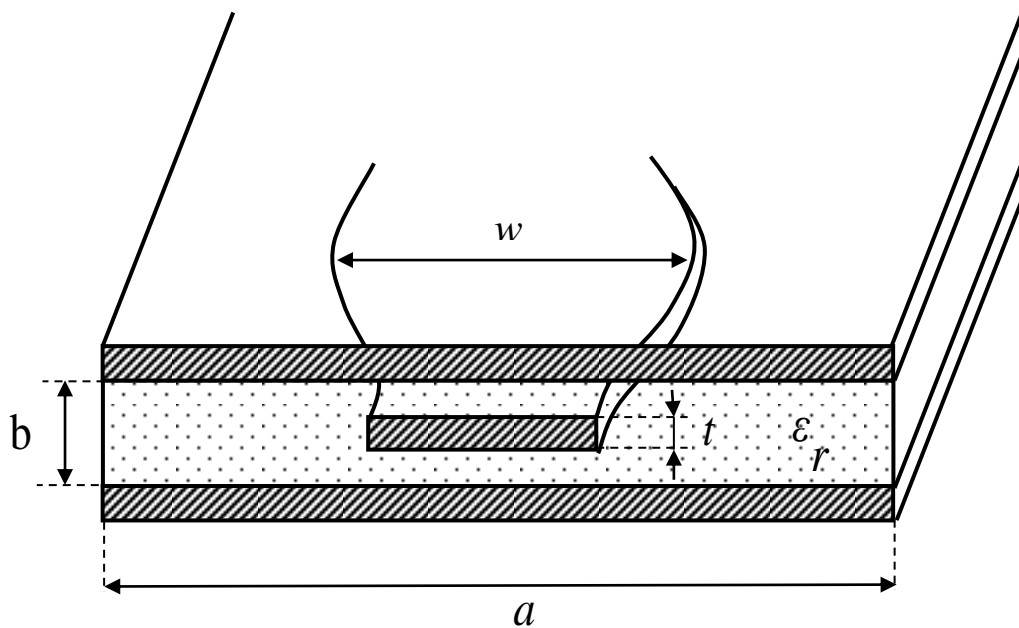


Рис. 2.9. Симетрична смужкова лінія із змінною по довжині шириною центральної полоски

Замкнутий кінець лінії також практично виключає випромінювання енергії.

Основним типом хвилі, що розповсюджується в симетричній полосковій лінії, є Т-хвиля [4]. Максимальна робоча частота обмежена можливістю порушення хвилі Н - типу. Для широких ліній критична частота Н-хвилі нижчого типу визначається формулою [4]:

$$f_{кр} [ГГц] = \frac{15}{h \sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{\frac{w}{h} + \frac{\pi}{4}}, \quad (2.38)$$

де w і h виражені в міліметрах.

З (2.38) видно, що критична частота зменшується при збільшенні відстані між заземленими пластинами, щоб на вищій частоті

$$\frac{\lambda_{\min}}{\sqrt{\varepsilon_r}} > \lambda_{кр}^{H_1}.$$

Звідси

$$w < \left(\frac{\lambda_{\min}}{\sqrt{\varepsilon_r}} \right) \left(\frac{w}{\lambda_{кр}^{H_1}} \right).$$

Отже, відстань між екрануючими пластинами нерегулярної смужкової лінії повинно задовольняти нерівності аналогічного для регулярної лінії [48]

$$h < \frac{\lambda_{\min}}{2\sqrt{\varepsilon_r}}.$$

Відомо, що резонансні частоти короткозамкнутих відрізків нерегулярних ліній залежать від закону зміни хвильового опору, який в даному випадку забезпечується зміною ширини полоски центрального провідника по довжині резонатора відповідно до необхідного законом.

Для випадку відносно невеликих сумарних втрат коефіцієнт загасання хвилі, що розповсюджується, визначають, виходячи зі структури поля при відсутності втрат [13]:

$$\alpha[\text{дБ/м}] = \alpha_{Д} + \alpha_{np}.$$

При цьому загасання в провідниках лінії описується наступними формулами [13]:

$$1) \text{ при } \frac{w}{b} \geq 0,35 \left(1 - \frac{t}{b} \right)$$

$$\alpha_{np} b[\text{дБ}] = 2,02 \cdot 10^{-6} \sqrt{qf} w \varepsilon_r \left(d_1 + 2d_1^2 w \right) + d_1^2 \left(1 + \frac{t}{b} \right) \ln \frac{\frac{2b}{t} - 1}{\pi}; \quad (2.39)$$

$$2) \text{ при } \frac{w}{b} < 0,35 \left(1 - \frac{t}{b} \right) \text{ та } w > t$$

$$\alpha_{np} b[\text{дБ}] = 0,0114 \sqrt{qf} \left[1 + \frac{b}{d} \left(0,5 + \frac{0,669t}{w} - 0,225 \left(\frac{t}{w} \right)^2 + \frac{1}{2\pi} \ln \frac{4\pi w}{t} \right) \right] \frac{W}{\sqrt{\varepsilon_r}}, \quad (2.40)$$

де

$$d = \frac{1}{w} \left(0,5 + \frac{0,8t}{w} - 0,12 \left(\frac{t}{w} \right)^2 \right);$$

$$d_1 = \frac{1}{\left(1 - \frac{t}{b} \right)}.$$

Загасання діелектричної підкладки можна визначити з виразу [13]

$$\alpha_{\text{Д}} [\text{дБ}] = 91 f \sqrt{\varepsilon_r} \text{tg} \delta, \quad (2.41)$$

де f – частота, ГГц.

Таким чином, використовуючи формули (2.39, 2.40, 2.41) за формулою (2.12) знаходиться добротність резонатора на симетричній полосковій лінії.

Ширина провідникової полоски, відповідна i -му відрізку лінії w_i , визначається з виразів (2.39) та (2.40) в залежності від конкретних умов дотримання відношення $\frac{w}{b}$.

2.5.4. Резонатор на розімкнутій симетричній полосковій лінії

Резонатори у вигляді розімкнутих відрізків однорідних полоскових ліній застосовуються в якості прохідних, що практично виключає випромінювання з відкритого кінця відрізка. Так як лінія є розімкнутою, то чергування полюсів в ній відбувається з періодом $k\pi/2$, оскільки вхідний опір відрізка лінії $Z_{xx} = W \text{ctht} \frac{pt}{3}$.

Залежно від характеру навантаження, підключеного до кінця лінії при паралельному включенні резонатора, довжина буде зменшуватися або збільшуватися для створення режиму стоячих хвиль.

При $W_0 > R_{\text{н}}$, $W_0 < R_{\text{н}}$, ($R_{\text{н}}$ – опір навантаження) і, якщо лінія навантажена на комплексний опір, то в ній виникає режим змішаних хвиль. Добротність такого резонатора нижче.

Недоліком симетричної смужкової лінії є ускладнений доступ до внутрішнього провідника при монтажі схеми в корпус, а також ускладнена установка навісних елементів [8, 13], які можуть застосовуватися для налаштування, перебудови, регулювання характеристик резонатора.

При виконанні резонатора на діелектричній підкладці з високою діелектричною проникністю, загасанням за рахунок випромінювання можна знехтувати, враховуючи його мінімальність. Діелектричні втрати і втрати в провідниках розраховуються за формулами (2.39, 2.41), наведених в 2.5.3. Добротність резонатора розраховується за формулою (2.12) аналогічно методиці визначення добротності і зміни ширини смужкового провідника по довжині резонатора, наведеної в 2.5.3.

Підвищення добротності смужкової лінії можливо за рахунок збільшення відстані між пластинами і шириною полоски, однак, існує межа, обумовлена появою хвильових типів коливань. Тому фізичними обмеженнями є напівхвильовий розмір ширини струмонесучої полоски і відстані між нею і заземляючою пластиною. При невиконанні цієї вимоги уздовж резонатора починають поширюватися вищі типи коливань, що робить його практично марним. Що стосується розімкнутих резонаторів, то необхідно відзначити, що при малих електричних довжинах пристроїв з відкритим кінцем лінії, втрати на випромінювання можуть становити до 90% від загального числа втрат [8, 13].

У наявності невідповідність між вимогами до комплексної мікромініатюризації і втратами в резонаторах. Таким чином, доцільно резонатор з відкритим кінцем використовувати як прохідний.

Зі збільшенням перепаду хвильового опору поліпшуються фільтруючі властивості резонатора і зменшується його довжина. Останнє означає, що зростають втрати на випромінювання з відкритого кінця лінії. Отже, при накладенні обмежень на мінімальне і максимальне значення хвильового опору, що задається з урахуванням фізичної можливості бути реалізованим, необхідно враховувати і фактор зростання втрат на випромінювання зі зменшенням довжини відрізка лінії. На рис.2.10 представлено фото резонатора, розрахованого в прикладі при $n=3$.



Рис. 2.10. Фото центрального провідника резонатора на симетричній або несиметричній полосковій лінії

2.6. Синтез коаксіальних короткозамкнутих високодобротних резонаторів

Короткозамкнені відрізки однорідних попередніх ліній, що використовуються в якості коливальних систем, мають істотну перевагу перед роз'єднаними резонаторами. Головним чином вона полягає в тому, що у резонаторів, короткозамкнутих на кінці, відсутні втрати на випромінювання з відкритого кінця, що дозволяє підвищити їх добротність. Крім того довжина резонаторів на відрізках ліній, замкнутих на кінці, дорівнює чверть довжини хвилі. Крім того вона є мінімальною при роботі на основному тоні коливань.

Коаксіальні резонатори, як зазначалося вище, використовуються у виборчих пристроях різних телекомунікаційних засобів [24] з огляду на володіння високим резонансним опором і добротністю. Однак недостатня розробка інженерних методів розрахунку таких резонаторів, і особливо, резонаторів на відрізках неоднорідних лініях передачі, ускладнює їх вивчення та практичне використання.

Аналіз існуючих пристроїв частотної селекції, проведений в першому розділі, показав, що в даний час відсутні методи розрахунку коаксіальних нерегулярних резонаторів з оптимальними розмірами, що забезпечують при

заданих умовах максимальний резонансний опір, розрядку спектра частот при високій добротності.

Основним типом хвилі, що розповсюджується в коаксіальній лінії, є хвиля TEM. Оскільки у TEM хвилі критична частота $f_{кр} = 0$, то вона є нижчим типом хвилі для даної лінії [1]. Потенційний характер електричних і магнітних полів дозволяє говорити про повний струм і про напругу коаксіальної лінії [1].

З теорії ланцюгів відомо, що напруга і струм в довільному перетині лінії на відстані l від навантаження описується рішеннями телеграфних рівнянь щодо напруги і струму, і являє собою суму падаючих і відбитих хвиль. Якщо лінія замкнута на кінці, то в ній встановлюється режим стоячих хвиль. Представивши лінію у вигляді чотириполюсника, одержимо (рис.2.11):

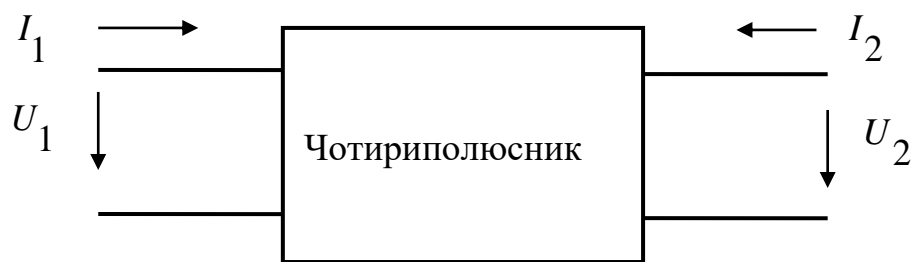


Рис. 2.11. Представлення лінії у вигляді чотириполюсника

$$\begin{aligned} U(x) &= U_H \operatorname{ch}pt_3 + W I_H \operatorname{sh}pt_3; \\ I(x) &= I_H \operatorname{ch}pt_3 + \frac{U_H}{W} \operatorname{sh}pt_3. \end{aligned} \quad (2.42)$$

Використовуючи апарат теорії матриць, маємо

$$\begin{aligned} U_1 &= a_{11}U_2 + a_{12}I_2; \\ I_1 &= a_{21}U_2 + a_{22}I_2. \end{aligned}$$

З (2.42) маємо матрицю передачі [3]

$$[A] = \begin{bmatrix} \operatorname{ch}pt_3 & W \operatorname{sh}pt_3 \\ \frac{1}{W} \operatorname{sh}pt_3 & \operatorname{ch}pt_3 \end{bmatrix}.$$

При цьому матриця опору має наступний вигляд [3]:

$$[Z] = \begin{bmatrix} W_{cthpt_3} & \frac{W}{shpt_3} \\ \frac{W}{shpt_3} & W_{cthpt_3} \end{bmatrix}. \quad (2.43)$$

З формул для ліній з втратами (2.1, 2.4) випливає, що при обліку втрат матриця опору мате ме вигляд (2.43) з заміною $W \rightarrow W_n, t_3 \rightarrow t_{zn}$:

$$[Z] = \begin{bmatrix} W_n cthpt_{zn} & \frac{W_n}{shpt_{zn}} \\ \frac{W_n}{shpt_{zn}} & W_n cthpt_{zn} \end{bmatrix}. \quad (2.44)$$

У фільтруючих системах застосовуються коаксіальні резонатори на сходячкових лініях [25–28]. Такі резонатори використовуються в якості коливальних систем при побудові різних типів фільтрів. Причому, чим більший перепад хвильового опору, тим фільтруючі властивості резонатора кращі.

Розглянемо (рис. 2.12) замкнутий коаксіальний резонатор на основі двоступеневої лінії передачі з хвильовими опорами ступенів W_{n1}, W_{n2} .

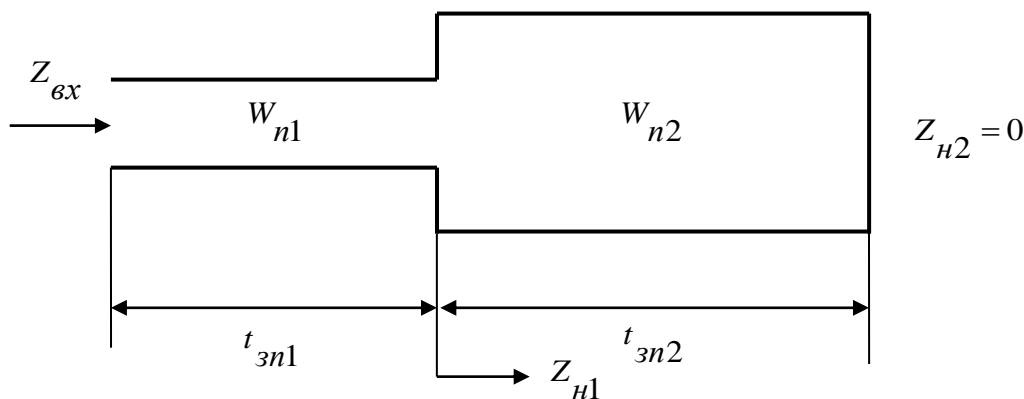


Рис. 2.12. Двоступеневий замкнутий резонатор

Для кожного ступеня резонатора вхідний опір можна представити у вигляді

$$Z_{vx} = Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{22} + Z_H}, \quad (2.45)$$

де Z_{11}, Z_{12}, Z_{22} – елементи матриці опорів $[Z]$;

Z_n – опір навантаження.

Тоді для першої сходинки $Z_{n1} = W_{n2}^{thpt_{zn2}}$. З умови паралельного резонансу отримаємо $Z_{n1} + Z_{22} = 0$. Звідси виходить:

$$W_{n1}^{ctht_{zn1}} = -W_{n2}^{thpt_{zn2}}, \quad (2.46)$$

де

$$W_{n1,2} = \sqrt{\frac{R_{1,2} + j\omega L_{1,2}}{G_{1,2} + j\omega C_{1,2}}} \quad \text{– хвильові опори відповідно першого і другого}$$

відрізків лінії з втратами;

$$t_{zn1,2} = t_{zn1,2} \sqrt{\left(1 + \frac{R_{1,2}}{j\omega L_{1,2}}\right) \left(1 + \frac{G_{1,2}}{j\omega C_{1,2}}\right)} \quad \text{– час затримки першого і другого}$$

відрідка лінії з урахуванням втрат;

$$t_{1,2} = l_{1,2} \sqrt{L_{1,2} C_{1,2}} = \frac{l_{1,2}}{w_{\phi 1,2}},$$

$l_{1,2}$ – геометричні довжини резонаторів;

$w_{\phi 1,2}$ – фазові швидкості поширення хвиль у відрізках ліній.

В свою чергу [4]:

$$R_{1,2} = \sqrt{\frac{\mu f}{\pi \sigma}} \left(\frac{1}{A_{1,2}} - \frac{1}{B_{1,2}} \right), \quad G_{1,2} = \omega C_{1,2} \operatorname{tg} \delta, \quad (2.47)$$

$$L_{1,2} = \frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{B_{1,2}}{A_{1,2}}, \quad C_{1,2} = \frac{2\pi \varepsilon_{1,2}}{\ln \frac{B_{1,2}}{A_{1,2}}},$$

де A – діаметр внутрішнього провідника, B – внутрішній діаметр зовнішнього провідника коаксіальної лінії (діаметр зовнішнього провідника).

Добротність двоступеневого резонатора визначається за формулою (2.12) за параметрами погонних затухань в металі і заповнює лінію діелектрика. Для

коаксіального двоступеневого резонатора вираз для добротності набирає такого вигляду:

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{\omega t_3} \left[\left(\int_0^{l_1} \frac{R_1(x)}{W_1(x)} dx + \int_0^{l_1} G_1(x) W_1(x) dx \right) + \left(\int_0^{l_2} \frac{R_2(x)}{W_2(x)} dx + \int_0^{l_2} G_2(x) W_2(x) dx \right) \right]. \quad (2.48)$$

В окремому випадку, коли, діаметри внутрішнього і зовнішнього провідників обох ступенів лінії будуть рівні і весь простір між провідниками заповнено однорідним діелектриком, двоступенева лінія вироджується в однорідну лінію, для якої вираз для добротності (2.48) буде мати вигляд:

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{\omega t_3} \int_0^l \frac{R(x)}{W(x)} dx + \int_0^l G(x) W(x) dx = \frac{l \left(\frac{R}{W} + GW \right)}{\omega t_3}.$$

На практиці величина активної провідності мала і нею можна знехтувати.

Тоді

$$Q = \frac{\omega t_3 W}{Rl}.$$

При $R = 0$

$$Q = \frac{\omega t_3}{GIW}.$$

Для коаксіальної лінії хвильовий опір і погонний опір втрат описуються виразами [1]:

$$W = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \ln \frac{B}{A}, \quad (2.49)$$

$$R = \frac{R_s}{2\pi} \left(\frac{1}{A} - \frac{1}{B} \right),$$

де R_s – поверхневий опір металу провідника лінії.

Звідси знаходимо
$$\frac{R}{W} = \frac{R_s \left(\frac{1}{A} - \frac{1}{B} \right)}{\frac{\mu}{\varepsilon} \ln \frac{B}{A}} = \frac{R_s}{B} \frac{1 + \frac{B}{A}}{\frac{\mu}{\varepsilon} \ln \frac{B}{A}}. \quad (2.50)$$

Так як величина добротності пропорційна відношенню $\frac{W}{R}$, то

$$Q \cong \frac{W}{R} = \frac{60 \ln \frac{B}{A}}{\left(\frac{1}{A} - \frac{1}{B} \right)} = \frac{60 \ln \frac{B}{A}}{\frac{1}{A} \left(1 - \frac{A}{B} \right)}.$$

Виконавши заміну $B/A=x$, отримаємо:

$$Q \cong \frac{\ln x}{\frac{1}{A} \left(1 - \frac{1}{x} \right)}. \quad (2.51)$$

Знайдем екстремум Q , для чого продифференціюємо вираз (2.50) і прирівняєм його до нуля:

$$\frac{dQ}{dx} = \frac{(1+x) \frac{1}{x} - \ln x}{(1+x)^2} = 0.$$

Звідки знаходимо $x=3,6$.

Таким чином, оптимальне значення відношення діаметрів для коаксіальної лінії, при якому резонатор має максимальну добротність, дорівнює 3,6.

Покажемо, що даний результат буде справедливим і для резонатора на відрізку нерегулярної лінії передачі. Втратами в діелектрику нехтуємо. У цьому випадку згідно (2.48)

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{\omega t_3} \int_0^l \frac{R(x)}{W(x)} dx$$

Уявімо нерегулярну лінію у вигляді багатоступінчастої лінії, що складається з каскадного з'єднання однорідних відрізків ліній малої довжини (в межах довжини, відрізки прагнуть до нуля). Позначимо добротність i -го відрізка лінії через Q_i . Тоді добротність усього резонатора

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{\omega t_3} \int_0^l \frac{R(x)}{W(x)} dx = \sum_{i=1}^M \frac{1}{Q_i},$$

де M – кількість однорідних відрізків, що створюють резонатор.

Але мінімум доданків $1/Q_i$ (максимум часткових добротностей Q_i) реалізується при відношенні діаметрів коаксіального резонатора, рівному 3,6. Але тоді і сума

$$\frac{1}{Q} = \sum_{i=1}^M \frac{1}{Q_i}$$

буде мінімальною, тобто добротність резонатора буде приймати максимально можливе значення. Якщо кількість точок розбиття спрямувати до нескінченності ($M \rightarrow \infty$), то багатоступенева лінія в межі перейде в довільну нерегулярну лінію.

Такими чином, резонатор на нерегулярній лінії має максимальну добротність при відношенні діаметрів провідників, рівним 3,6. Звідси випливає: що коаксіальний резонатор на нерегулярній лінії з максимальною добротністю змінює хвильовий опір, зміною діелектричної ϵ (або) магнітної проникності діелектрика, що заповнює.

Накладемо обмеження на розмір зовнішнього провідника B . З одного боку параметр B можна збільшувати до розмірів, що забезпечують одномодовий режим в відрізку лінії. Умовою одномодового режиму є критична довжина хвилі [1] $\lambda_{кр} \approx \pi(B + A)$. Для існування потрібно виконати умову

$$\lambda > \lambda_{кр}. \quad (2.52)$$

Резонансна частота двоступеневого резонатора визначається з рівняння (2.46):

$$W_{n1} \operatorname{cth} \rho t_{3n1} = -W_{n2} \operatorname{th} \rho t_{3n2}.$$

Нехай $t_{3n1} = t_{3n2} = t_{3n}$. Тоді

$$\frac{W_{n1}}{W_{n2}} = -\operatorname{th}^2 \rho t_{3n2}.$$

Переходячи до тригонометричних функцій, отримаємо

$$\frac{W_{n1}}{W_{n2}} = \operatorname{tg}^2 \varpi t_{3n}.$$

звідки

$$\operatorname{tg} \omega t_{3n} = \pm \sqrt{\frac{W_{n1}}{W_{n2}}}.$$

Таким чином, вираз для резонансних частот має вигляд:

$$\omega_0 t_{3n} = \pm \operatorname{arctg} \sqrt{\frac{W_{n1}}{W_{n2}}} + k\pi, \quad k = 0, 1, \dots \quad (2.53)$$

Розташування резонансних частот на частотній осі показано на рис. 2.13.

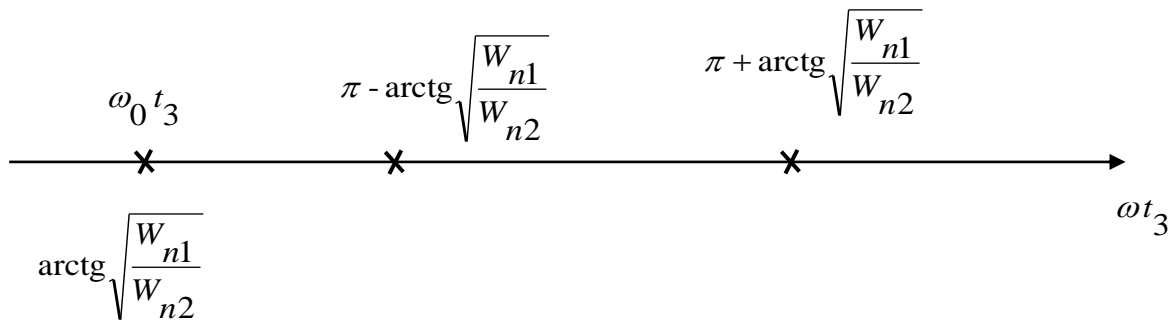


Рис. 2.13. Розташування резонансних частот двоступеневого резонатора

Звідси випливає, що розрядка спектра (відношення частоти другої гармоніки до частоти першої гармоніки)

$$\frac{\omega_1}{\omega_0} = \frac{\pi - \operatorname{arctg} \sqrt{\frac{W_{n1}}{W_{n2}}}}{\operatorname{arctg} \sqrt{\frac{W_{n1}}{W_{n2}}}}. \quad (2.54)$$

Знайдемо вираз для t_{3n} . Для цього перепишемо формулу (2.54) у вигляді

$$\begin{aligned} \frac{\omega_1}{\omega_0} \operatorname{arctg} \sqrt{\frac{W_{n1}}{W_{n2}}} &= \pi - \operatorname{arctg} \sqrt{\frac{W_{n1}}{W_{n2}}}. \\ \frac{W_{n1}}{W_{n2}} &= \operatorname{tg}^2 \frac{\pi}{\frac{\omega_1}{\omega_0} + 1}. \end{aligned} \quad (2.55)$$

Підставляючи (2.54) в (2.53), отримаємо вираз для t_{3n} :

$$t_{3n} = \frac{2\pi}{\left(\frac{\omega_1}{\omega_0} + 1\right)\omega_0} = \frac{2\pi}{2\pi(f_1 + f_0)}. \quad (2.56)$$

Алгоритм синтезу двоступеневого короткозамкнутого резонатора, заповненого діелектриком з відносною діелектричною проникністю ε_{r1} і ε_{r2} , представлений на рис. 2.14.

Вихідними даними для розрахунку резонатора є: резонансна частота f_0 , разрядка спектра коливань $f_1/f_0 = \gamma_1$, діелектричні проникності першого і другого ступенів $\varepsilon_{r1}, \varepsilon_{r2}$, значення $R_k, tg\delta$. Крім того вводяться відомі константи: діелектрична і магнітна проникність вільного простору, число π , швидкість світла у вакуумі.

Алгоритм працює наступним чином. У блоці 3 обчислюється частота першого паразитного резонансу f_1 . За нею обчислюється критична довжина хвилі $\lambda_{кр}$, відповідна частоті першого паразитного коливання, необхідна для накладення обмежень на величини діаметрів, які забезпечують існування в лінії одномодового режиму.

Для обліку втрат в провідниках обчислюється поверхневий опір металопокриття на резонансній частоті f_0 . В обох відрізках резонатора час затримки хвилі однаковий. Воно обчислюється для визначення довжин відрізків при розрахунку конструкції в блоці 8 по формулі (2.56).

Якщо неоднорідність резонансної системи досягається лише за рахунок зміни діелектричної проникності $\varepsilon_{r1}, \varepsilon_{r2}$ (оператор $I_0=1$), то необхідно для кожного випадку завдання $\varepsilon_{r1}, \varepsilon_{r2}$ обчислювати максимальне відношення хвильових опорів $W_2/W_1 = \sqrt{\varepsilon_{r1}/\varepsilon_{r2}}$. Знаючи величину відносини хвильових опорів, обчислюється максимальна разрядка спектра, яка може бути досягнута за рахунок стрибка хвильових опорів W_1, W_2 шляхом зміни $\varepsilon_{r1}, \varepsilon_{r2}$. Величина γ_1 отримується з рішення рівняння (2.54).

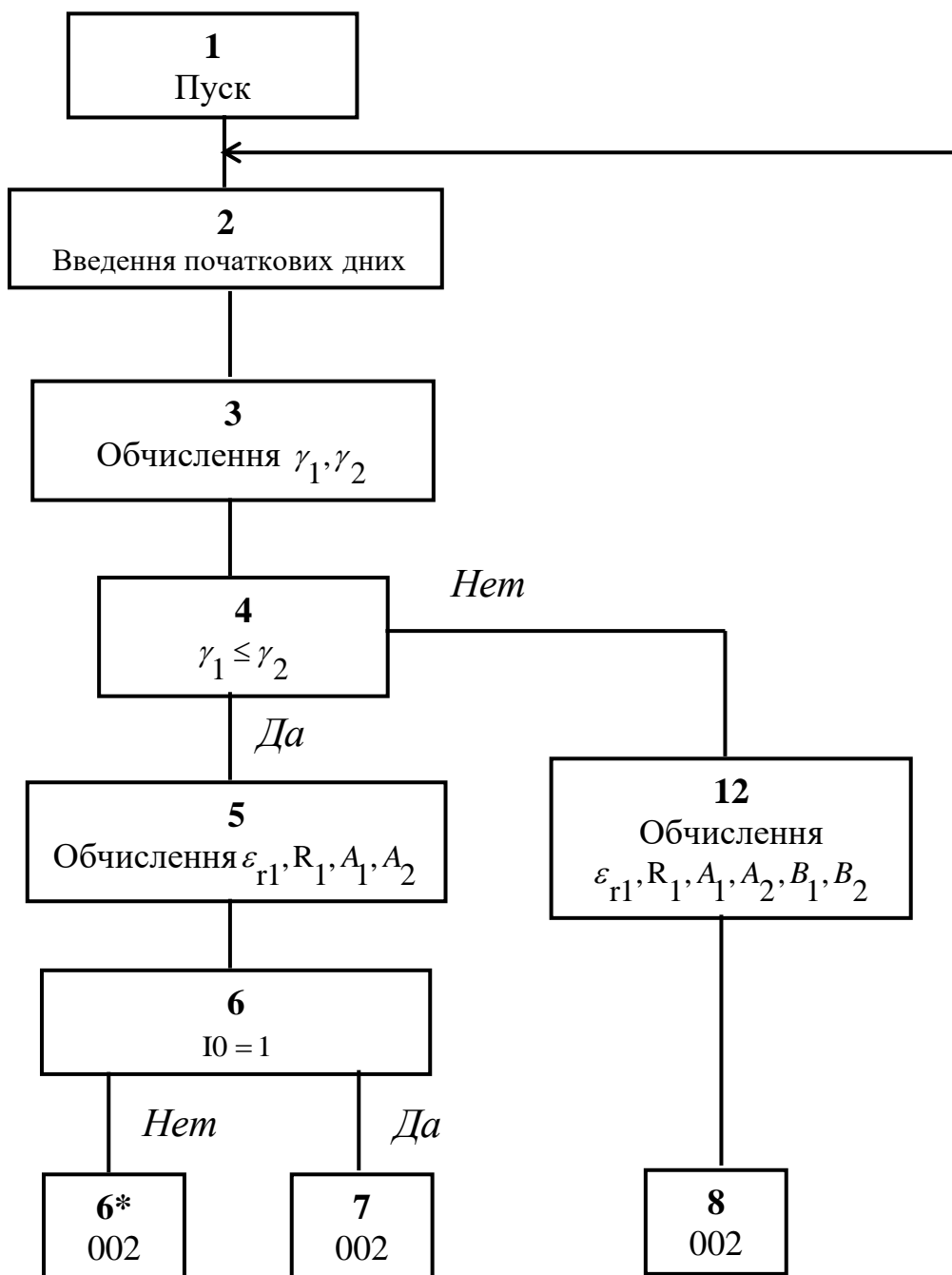


Рис. 2.14. Алгоритм синтеза двуступеневого короткозамкнутого резонатора (початок 001)

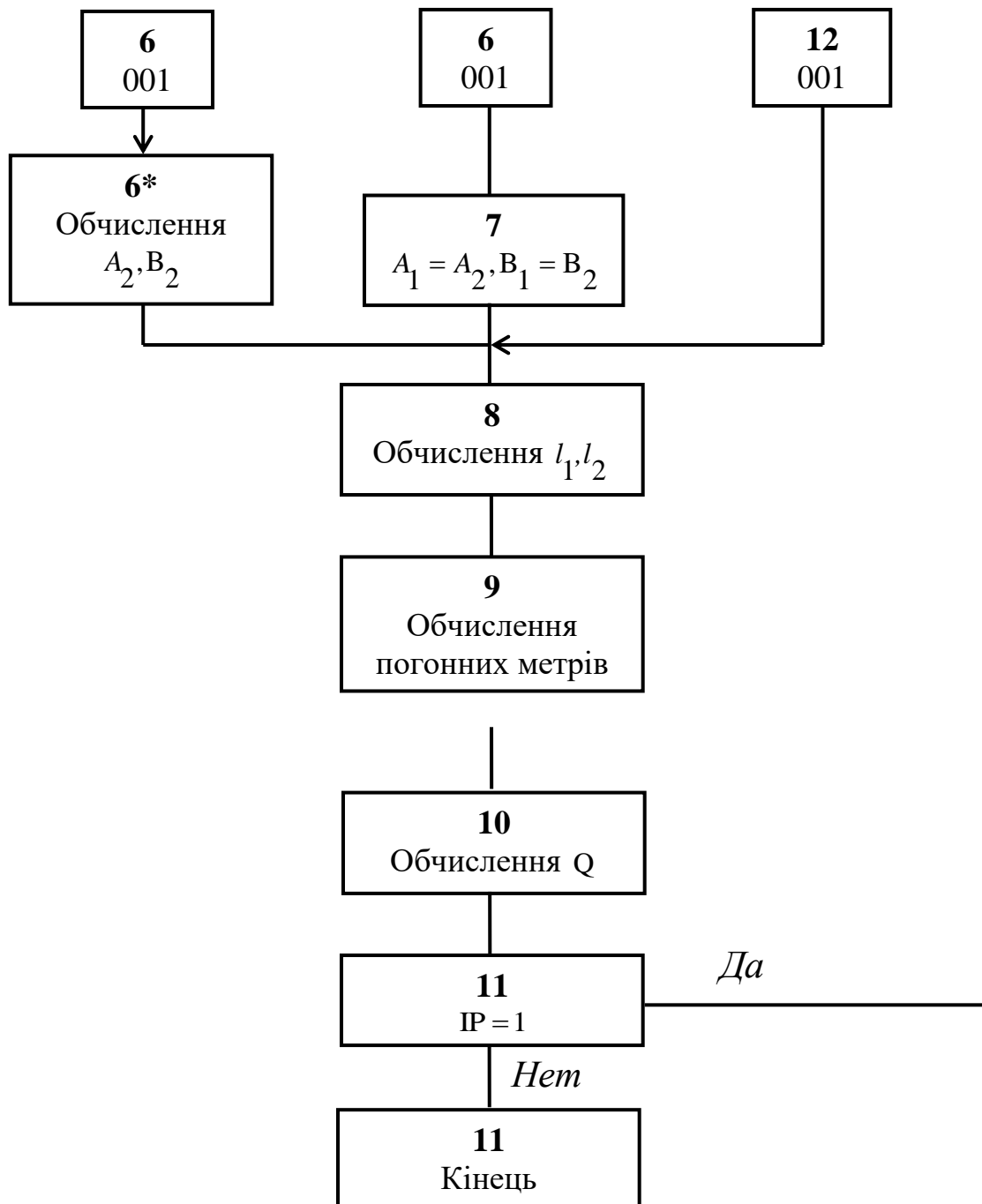


Рис. 2.14. Алгоритм синтезу двоступеневого короткозамкнутого резонатора (продовження 002)

У випадку коли за рахунок зміни $\varepsilon_{r1}, \varepsilon_{r2}$ у резонаторі може бути забезпечено задане значення розрядки, то в блоках 7 і 8 проводиться розрахунок геометричних розмірів ступенів резонатора, рис. 2.15. При чому зовнішні і

внутрішні діаметри ступенів рівні. Ставлення діаметрів оптимальне і дорівнює 3,6. довжини відрізків і відносна діелектрична проникність визначаються

виразами:
$$l_{1,2} = t_1 \frac{C}{\sqrt{\varepsilon_{r1,2}}}, \quad \varepsilon_{r1} = \frac{\varepsilon_{r2}}{\operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{1+\gamma_1}\right)^4}.$$

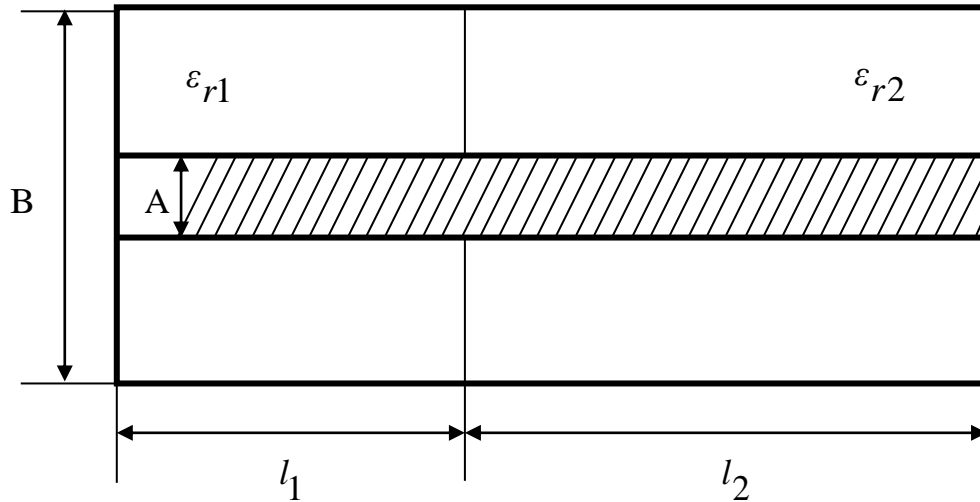


Рис. 2.15. Конструкція резонатора при реалізації неоднорідності за рахунок зміни діелектричної проникності: $B/A = 3,6$

При необхідності синтезу резонатора з значенням розрядки $\gamma_2 > \gamma_1$ відбувається додаткова зміна геометрії резонатора не тільки за рахунок довжини ступенів, а й за рахунок зміни діаметрів провідників (рис. 2.16). Значення діелектричної проникності першого ступеня при критичній розрядці забезпечується лише за рахунок зміни $\varepsilon_{r1}, \varepsilon_{r2}$, стає максимальним і в подальшому не змінюється.

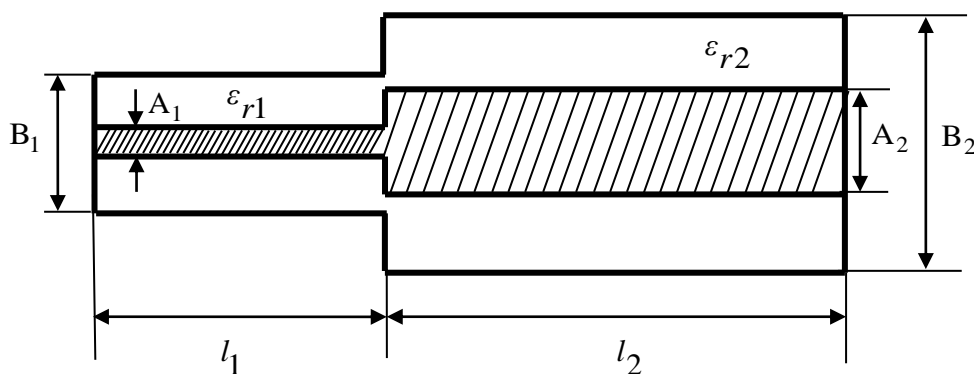


Рис. 2.16. Конструкція резонатора при реалізації неоднорідності за рахунок зміни діелектричної проникності і стрибка діаметрів провідників

Зміна (збільшення) діаметрів провідників А і В відбувається в другому ступені резонатора, де діелектрик, що заповнює, має мінімальну діелектричну проникність ε_{r2} і тому втрати в діелектрику тут менше, ніж у першому ступені, в якому діелектрична проникність заповнює діелектрик ε_{r1} максимальна. Зі збільшенням діаметрів провідників в другому ступені зменшуються втрати в лінії більшою мірою, ніж вони зростають через порушення оптимального відношення діаметрів в цьому ступені.

Зовнішній діаметр першого ступеня B_1 розраховується (блок 6*) максимально допустимим до значення, що забезпечує одномодовий режим:

$$B_1 = \frac{\lambda_{кр}}{\left(1 + \frac{1}{3,6}\right) \pi \sqrt{\varepsilon_{r1}}}.$$

Тоді діаметр внутрішнього провідника $A_1 = B_1/3,6$. Надалі обчислюється хвильовий опір відрізків ліній W_1, W_2 (2.49, 2.55).

Далі знаходимо відношення зовнішнього діаметру до внутрішнього другого ступеня резонатора

$$\frac{B_2}{A_2} = \exp\left(\frac{2\pi W_2}{\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0 \varepsilon_{r1}}}}\right).$$

Потім знаходяться розміри діаметрів другого відрізка коаксіальної лінії B_2, A_2 :

$$B_2 = \frac{\lambda_{кр}}{\left(1 + \frac{A_2}{B_2}\right) \pi \sqrt{\varepsilon_{r2}}}, \quad A_2 = \frac{1}{B_2} \exp\left(\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0 \varepsilon_{r2}}}\right).$$

Довжини відрізків визначаються у блоці 8:

$$l_1 = \frac{t_1 C}{\sqrt{\varepsilon_{r1}}}, \quad l_2 = \frac{t_1 C}{\sqrt{\varepsilon_{r2}}}.$$

Використовуючи (2.47) знаходимо погонні параметри лінії: $R(x), C(x), G(x), L(x)$, а потім використовуючи формули для затухання в провіднику і

діелектрику $\alpha_{np}(x) = \frac{R(x)}{2W(x)}$, $\alpha_{\partial}(x) = \frac{G(x)W(x)}{2}$, в блоці 9 визначаємо значення $\alpha_{np1,2}$, $\alpha_{\partial1,2}$. У блоці 10 по формулі (2.12) обчислюється значення цільової функції, тобто добротність:

$$Q = \frac{4\pi f_0}{C \left[\left(\frac{R_1/W_1 + G_1W_1}{\sqrt{\varepsilon_{r1}}} \right) + \left(\frac{R_2/W_2 + G_2W_2}{\sqrt{\varepsilon_{r2}}} \right) \right]}$$

Аналіз проведених розрахунків показує, що якщо в резонаторі змінювати діаметр внутрішнього і зовнішнього провідників, починаючи з розрядки $\omega_1/\omega_0 = 3$ (оператор $IP = 0$), а не з максимального значення розрядки, яке може бути досягнуто тільки за рахунок зміни діелектричної проникності, то значення добротності в інтервалі розрядки від 3 до γ_1 буде ще вище (зменшуються втрати в провідниках другого ступеня α_{np2}).

При досягненні розрядки γ_1 , як і в попередньому випадку значення ε_{r1} стане максимальним, а ε_{r2} – мінімальним, і добротність буде змінюватися також як і у випадку з обмеженням на зміну діаметрів до досягнення γ_1 . Алгоритми синтезу резонаторів з неоднорідністю за рахунок зміни $\varepsilon_{r1}, \varepsilon_{r2}$ і з додатковою зміною діаметрів провідників працюють аналогічно. Відмінність полягає в тому, що в другому випадку оператор $IP = 0$. Індекс оператора $IP = 1$ говорить про продовження обчислень наступних конструкцій, а $IP = 0$ – про зупинку програми.

Висновки до розділу

1. Отримано формулу визначення добротності резонатора на відрізках неоднорідних ліній передачі з урахуванням малих втрат в провідниках і діелектриках. Перевагою формули є її універсальність по відношенню до типу конструкції резонатора. Обчислення добротності резонатора за виразом (2.12) передбачає знання хвильового опору $W(x)$ і закону розподілу втрат в лінії.

2. Обґрунтовано спектральний підхід до синтезу резонаторів на відрізках неоднорідних передавальних ліній з втратами. Показано, що спектральні

характеристики однозначно визначають не тільки хвильовий опір лінії, але і добротність резонатора.

3. Запропоновано метод розрахунку геометричних розмірів (топології) резонаторів по змінному хвильовому опорі з урахуванням втрат і вищих типів хвиль.

4. Розроблено методику синтезу високодобротних резонаторів на відрізках неоднорідних ліній передачі, в якій завдання визначення максимальної добротності резонатора вирішується за допомогою чисельних методів оптимізації. Обґрунтована математична модель резонатора з мінімальним числом варійованих параметрів \bar{A} . На основі математичної постановки завдання синтезу по полюсах і відрахуванням вхідного опорі побудована цільова функція і досліджені її особливості:

- цільова функція задана алгоритмічно;
- цільова функція є багатоекстремальною з неявно вираженими локальними екстремумами на допустимому безлічі.

Допустима область D визначена обмеженнями з урахуванням фізичної можливості резонаторів, що можуть бути реалізованими.

Показано, що в даному випадку для вирішення завдання оптимізації значень полюсів і відрахувань, найбільш прийнятним є метод змінного допуску з використанням методу деформованого багатогранника.

За знайденими оптимальними значеннями полюсів і відрахувань визначається хвильовий опір резонатора, що володіє максимальною добротністю і заданим розподілом резонансних частот.

Метод застосуємо для синтезу резонаторів різних конструкцій. Для цього необхідно в алгоритмі обчислення цільової функції змінити формули для розрахунку хвильового опорі по конструктивним параметрам.

5. Розроблено методику синтезу коаксіальних короткозамкнутих високодобротних резонаторів з розрядженим спектром. Розглянуто різні варіанти зміни конструктивних параметрів для досягнення максимальної добротності при заданій розрядці резонансних частот.

Список використаних джерел у другому розділі

1. Никольский В.В., Никольская Т.И. Электродинамика и распространение радиоволн. — М.: Издательская группа URSS, 2014. — 544 с.
2. Литвиненко О.Н. колебательные системы из отрезков неоднородных линий/ О.Н.Литвиненко, В.И.Сошников. — М.: Сов. радио, 1971. - 144 с.
3. Козловский В.В., Сошников В.И. Устройства на неоднородных линиях. Киев. Техніка, 1987. - 191с.
4. Маттей Д.Л. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т.1. / Д.Л. Маттей, Л. Янг, Е.М.Т.Джонс. — М.: Связь, 1971. - 437 с.
5. Белецкий А.Ф. Теория линейных электрических цепей/ Белецкий А.Ф.. — М.: Лань, 2009. — 544 с.
6. Литвиненко О.Н. Теория неоднородных линий и их применение в радиотехнике / О.Н.Литвиненко, В.И.Сошников. — М.: Сов. радио, 1964. - 535 с.
7. Садовничий В.А. Обратные задачи Штурма-Лиувилля.- М.МГУ,2009.-184с.
8. Gupter K.C. Analysis and Design of Planar Microwave Components. - Institute of Electrical and Electronic Engineering, 2002. - 586 p.
9. Беляев Б.А., Бальва Я.Ф., Сержантов А.М. Полосно-пропускающий фильтр на четвертьволновых полосковых сонаправленных резонаторах // Труды международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления». — Томск, 2007. - С. 60-62.
10. Бальва Я.Ф., Сержантов А.М. Полосковый полосно-пропускающий фильтр для гибридных интегральных схем СВЧ // Сборник научных трудов «Современные проблемы радиоэлектроники». — Красноярск, 2007. - С. 263-265.
11. Бальва Я.Ф., Сержантов А.М. Исследование селективных свойств полоскового фильтра на подвешенной подложке // Труды 3-й Международной Крым- 24 ской конференции «Современные проблемы радиотехники и телекоммуника- ций». — Севастополь, 2007. - С. 110.

12. Беляев Б.А., Бальва Я.Ф., Сержантов А.М., Изотов А.В. Исследование коэффициентов связи резонаторов в полосковом фильтре на подвешенной подложке // Труды 17-й Международной Крымской конференции «СВЧ – техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь, 2007. - С. 506-507.
13. Справочник по расчёту и конструированию СВЧ полосковых устройств /С.И. Бахарев, В.И. Вольман, Ю.Н.Либ и др. Под ред ВА.И. Вольмана.- Радио и связь, 1982 – 328 с.
14. Таха Хэмди А. Введение в исследование операций.М.: Изд. Дом “Вильямс”, 2001. – 912 с.
15. Audet, C. and Dennis, J.E. Jr. (2003), “Analysis of Generalized Pattern Searches”, SIAM J. Optim. 13, pp. 889–903.
16. Audet, C. and Dennis, J.E. Jr. (2006), “Mesh Adaptive Direct Search Algorithms for Constrained Optimization”, SIAM J. Optim. 17, pp. 188–217.
17. Bürlen, A., Puhan, J., and Tuma, T. (2006), “Grid Restrained Nelder-Mead Algorithm”, Comput. Optim. Appl. 34, pp. 359–375.
18. Банди Б. Методы Оптимизации. Вводный курс. М.: Радио и связь, 1988.
19. http://www.scholarpedia.org/article/Nelder-Mead_algorithm
20. Голубев М.О. Метод проекции градиентов для сильно выпуклого множества. Известия Саратовского университета. Новая серия. Серия Математика. Механика. Информатика.2013, С.11-16.
21. Бальва Я.Ф., Сержантов А.М. Исследование коэффициентов связи резонаторов полоскового фильтра на подвешенной подложке // Сборник научных трудов «Современные проблемы радиоэлектроники». – Красноярск, 2009. - С.70-73.
22. Бальва Я.Ф., Сержантов А.М., Волошин А.С. Исследование коэффициентов связи полосковых резонаторов в фильтре на подвешенной подложке // Труды 19-й Международной Крымской конференции «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь, 2009. - С. 517-518.

23. Абросимов А.А. Эллиптические фильтры на сосредоточенных элементах / А.А. Абросимов, В.П. Разинкин // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, № 2, часть 2, 2012. С. 29-31.
24. Уильямс Т. ЭМС для разработчиков продукции. — М.: Технология, 2003. 540 с.
25. Рыжаков С.М., Рыжакова Т.С. Ступенчатый резонатор. Электродинамика и техника СВЧ и КВЧ, 2009. Т.7, № 2. С. 181-182.
26. Рыжаков С.М., Рыжакова Т.С. Ступенчатый резонатор СВЧ диапазона. Физика волновых процессов и радиотехнические системы. Т.1. № 2-3, 2008, с.49-51.
27. Рыжаков С.М., Рыжакова Т.С. Широкодиапазонный ступенчатый резонатор дециметрового и сантиметрового диапазона длин волн. Электродинамика и техника СВЧ и КВЧ, 2015. Т.7, № 2. С.145.
28. Захаров А.В., Ильченко М.Е. Микроволновые ступенчатые резонаторы с комбинированной перестройкой частоты// Радиотехника и электроника. 2014.№ 2. - С.195.
29. Ліщиновська Н.О., Барабаш О.В., Бойко Ю.П. Метод визначення добротності резонатора не регулярної лінії передач Науково-практичний журнал «Зв'язок» ДУТ –2018–№ 6(136) – С.7-11 (друга частина [13])
30. Ліщиновська Н.О., Барабаш О.В., Бойко Ю.П. Синтез конструкцій резонатора за критерієм забезпечення максимальної добротності «Телекомунікаційні та інформаційні технології» Науковий журнал -.2018 –№ 4(61) – С. 5-13

РОЗДІЛ 3

ОЦІНКА ТЕХНІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК РОЗРОБЛЕНИХ РЕЗОНАТОРІВ І РЕКОМЕНДАЦІЇ ЩОДО ЇХ РЕАЛІЗАЦІЇ

В даному розділі наведені результати досліджень і надано їх аналіз. На підставі результатів аналізу розроблені рекомендації щодо реалізації розроблених резонаторів, а також щодо їх застосування в фільтруючих системах радіотехніки та телекомунікацій.

3.1. Полоскові резонансні системи

3.1.1. Мікрополоскові резонатори паралельного типу

У відповідності до методу, що викладений у другому розділі, за алгоритмом, наведеним на рис. 2.3 був виконаний синтез резонатора на відрізку нерегулярної мікрополоскової лінії передачі при наступних вихідних даних:

- підкладка виконана з полікору ($\epsilon_r = 9,6$) з товщиною 1 мм;
- провідна смужка виконана з міді ($\rho = 0,172 \cdot 10^{-7}$) товщиною 0,03 мм;
- допустимий діапазон зміни хвильового опору 20 – 130 Ом.

У таблиці 3.1 приведені початкові і оптимальні значення параметрів синтезованих резонаторів.

З порівняння залежностей максимальних добротностей однорідних і неоднорідних резонаторів від частоти, представлених на рис. 3.1, видно, що зі зростанням резонансної частоти добротність коливальної системи зростає. Характер залежності пояснюється тим, що у формулі (2.12) з ростом частоти чисельник збільшується швидше, ніж знаменник (втрати в провіднику пропорційні кореню квадратному з частоти). З порівняння значень добротності однорідного Q_0 (крива 1, рис. 3.1) і неоднорідного Q_{\max} (крива 2, рис. 3.1) резонаторів видно, що добротність неоднорідних резонаторів в інтервалі частот від 1 ГГц до 6 ГГц вище добротності однорідних резонаторів на 30 – 40% при розрядці спектра резонансних частот, що дорівнює 3.

Таблиця 3.1. Результати оптимізації параметрів резонаторів

Тип резонатора	Значення змінних параметрів:					
	<u>Початкові Оптимальні</u>					
	$W(0), Ом$	$t_3 \cdot 10^{-9}, с$	α_1	α_2	β_1	β_2
Мікрополосковий паралельного типу, рис. 3.1, 3.2	$\frac{50}{20,6}$	$\frac{5,5}{4,99}$	$\frac{2,5}{2,06}$	$\frac{2,5}{2}$	$\frac{\pi}{3,54}$	$\frac{2\pi}{5,96}$
Мікрополосковий прохідного типу, рис. 3.3	$\frac{50}{20,3}$	$\frac{2,5}{2,41}$	$\frac{2,5}{1,96}$	$\frac{2,5}{1,89}$	$\frac{\pi/2}{\pi/2}$	$\frac{3\pi/2}{4,6}$
Мікрополосковий паралельного типу, рис. 3.3	$\frac{50}{38}$	$\frac{4,5}{5}$	$\frac{2,5}{1,99}$	$\frac{2,5}{2,08}$	$\frac{\pi}{\pi}$	$\frac{2\pi}{2\pi}$
Мікрополосковий прохідного типу, рис. 3.3	$\frac{50}{44,4}$	$\frac{2,5}{2,4}$	$\frac{2,5}{1,73}$	$\frac{2}{1,82}$	$\frac{\pi/2}{\pi/2}$	$\frac{3\pi/2}{3\pi/2}$

Аналіз залежності максимальних значень добротності резонаторів від значень розрядки наведено на рис. 3.2. Крива 1 відповідає значенням добротності резонаторів з початковими значеннями параметрів α_i, β_i . Крива 2 – добротності резонаторів з максимально можливою добротністю Q_{\max} .

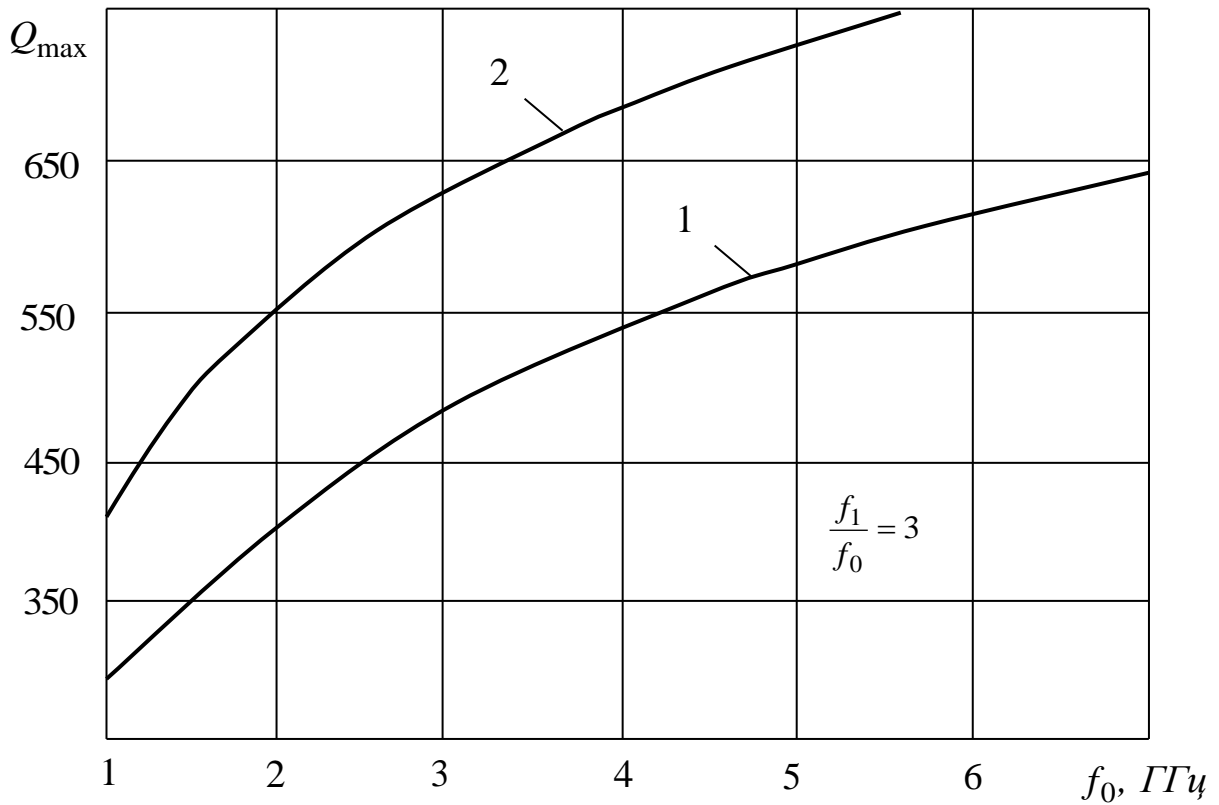


Рис. 3.1. Залежність добротності замкнутих резонаторів від резонансної частоти при розрядці резонансних частот, що дорівнює 3:

- 1 – резонатор на регулярній лінії;
- 2 – резонатор на нерегулярній лінії.

З графіків видно, що в результаті оптимізації знайдені значення відраховань в полюсах, що забезпечують задану ширину області загородження, визначають закон зміни ширини провідної полоски уздовж резонатора, при якому втрати енергії мінімальні.

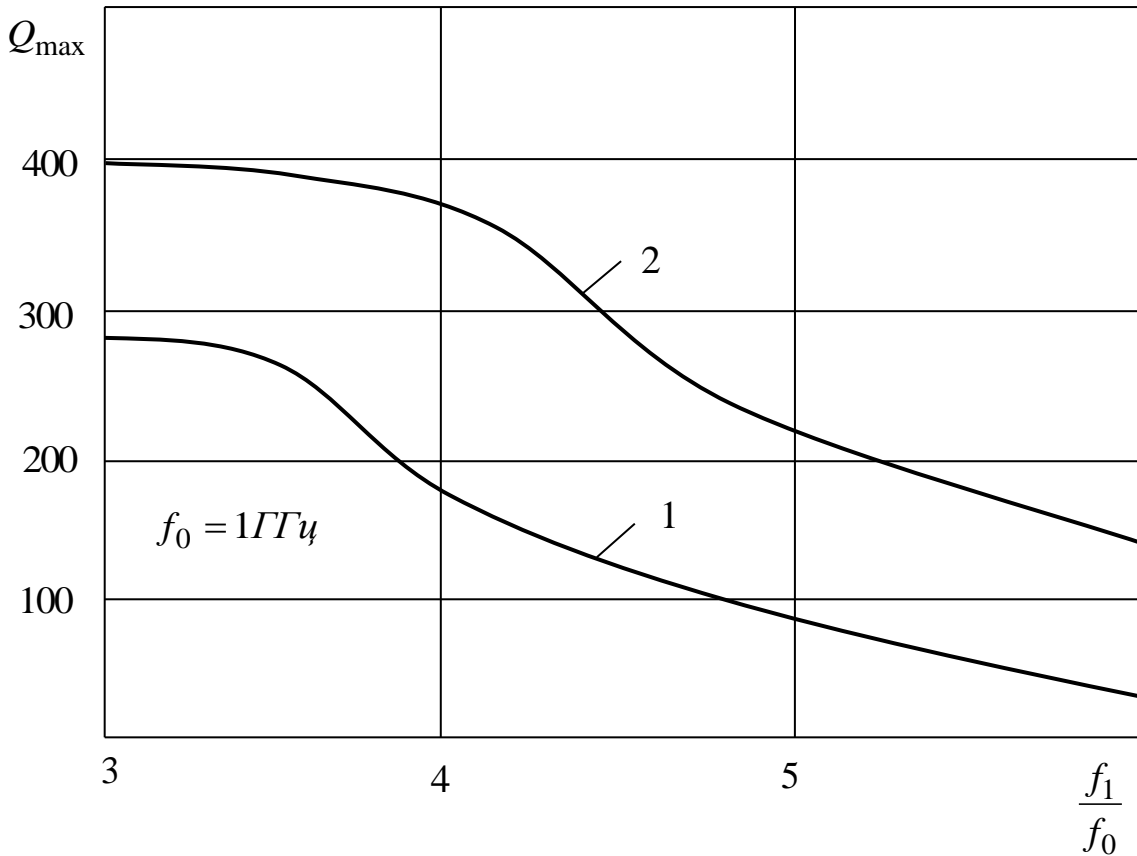


Рис. 3.2. Залежність максимальної добротності резонаторів від розрядки резонансних частот:

- 1 – добротність резонатора з початковими значеннями параметрів α_i, β_i ;
 2 – добротність резонатора з максимально можливою добротністю Q_{max} .

В діапазоні розрядок до 6 разів вииграш по добротності становить від 40% до 110%. Для дослідження значень розрядки більше 6 необхідно змінювати значення третього полюса і відрахувань у всіх трьох полюсах.

Із зростанням розрядки максимальне значення добротності знижується. Це обумовлено зростанням втрат в провідній смужці, викликаних більш різкою зміною хвильового опору вздовж резонатора.

Закон зміни хвильового опору вздовж довжини резонатора при резонансній частоті $f_0 = 1 \text{ ГГц}$ і з розрядкою $\frac{f_1}{f_0} = 3$ наведений на рис. 3.3.

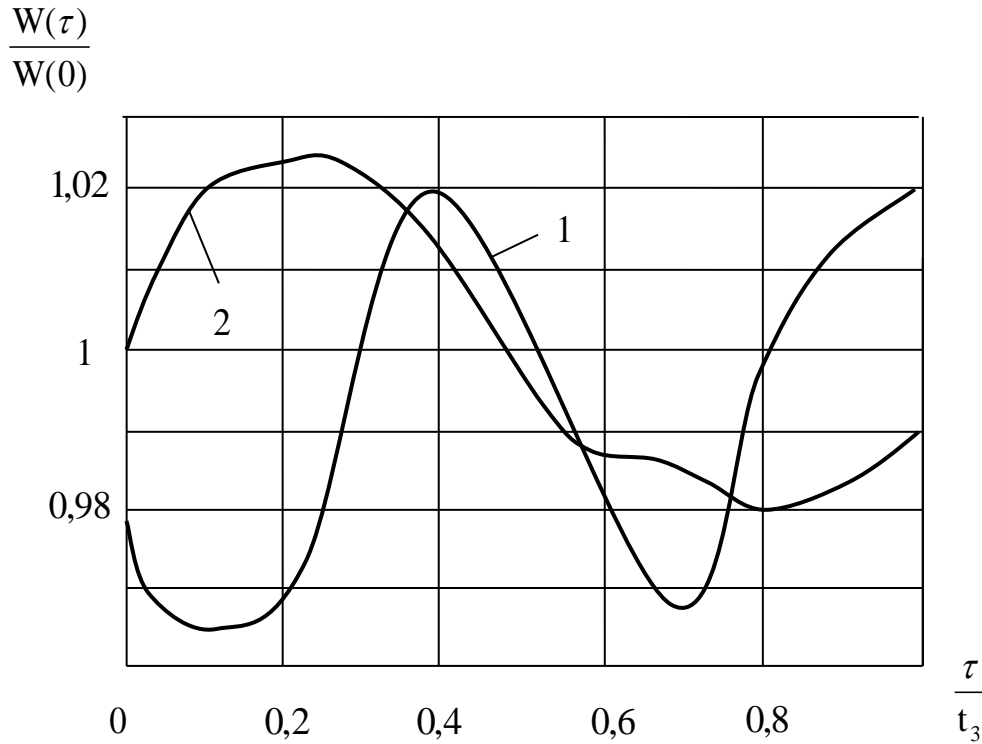


Рис. 3.3. Залежність хвильового опору від часу затримки

$$1 - f_0 = 1 \Gamma \Gamma u, \quad \frac{f_1}{f_0} = 3;$$

2 – закон зміни хвильового опору прохідного резонатора, розрахованого за даними табл. 3.1, , $\frac{f_1}{f_0} = 2$

Перепад хвильових опорів $\frac{W_{\max}}{W_{\min}} = 1,07$. Топологія резонатора показана на рис. 3.4 (ширина струмонесущої полоски мікрополоскового резонатора).

3.1.2. Мікрополоскові резонатори прохідного типу

За даними табл. 3.1 були розроблені прохідні мікрополоскові резонатори на основі нерегулярних ліній передачі. Такі резонатори широко використовуються при побудові смугових фільтрів [1–4]. Розрядка спектра резонансних частот регулярних напівхвильових резонаторів, що реалізують паралельні коливальні контури, як відомо [1, 2], дорівнює двом. Застосування нерегулярних мікрополоскових конструкцій дозволило, при заданих обмеженнях на діапазон реалізованих значень хвильового опору, отримати значення розрядки 5 і більше. Добротність резонаторів при цьому максимальна.

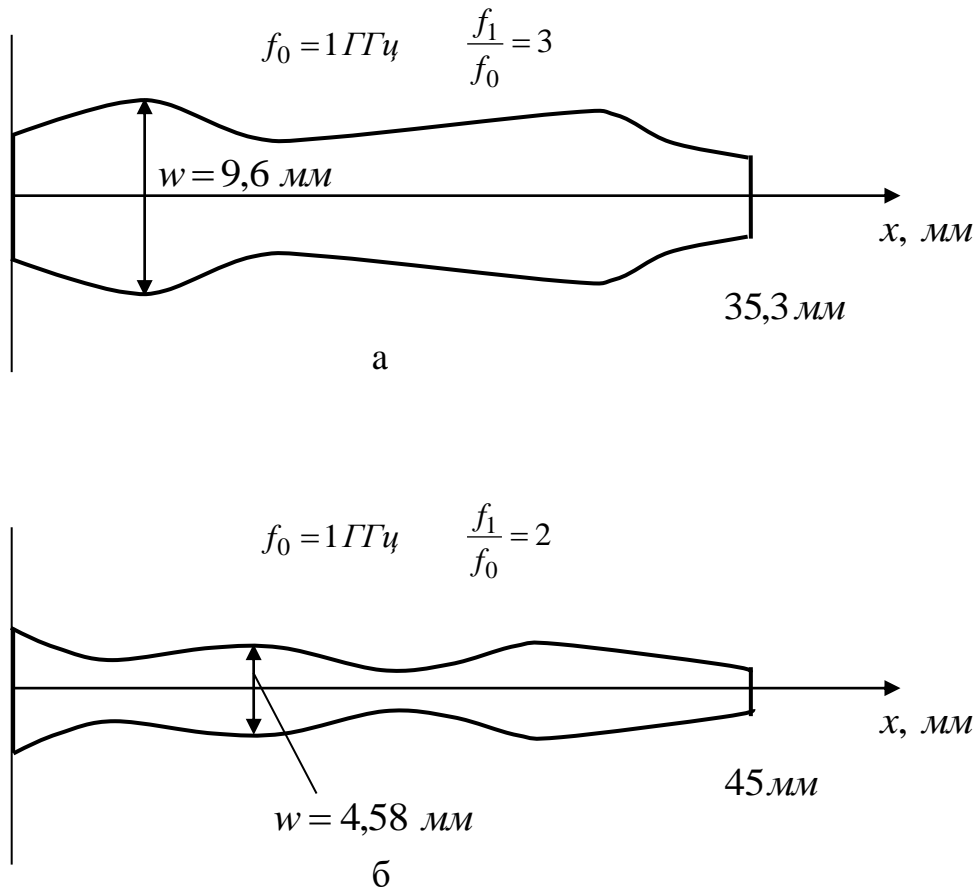


Рис. 3.4. Профілі струмопровідних смужок мікрополоскових резонаторів:

а – резонатор паралельного типу;

б – резонатор прохідного типу.

При аналізі залежностей максимальних значень добротності однорідних і неоднорідних резонаторів від резонансної частоти, наведених на рис. 3.5, стало ясно, що резонатори з оптимальними значеннями конструктивних параметрів перевершують однорідні резонатори по добротності більш, ніж на 30%. При цьому, із зростанням резонансної частоти виграш збільшується.

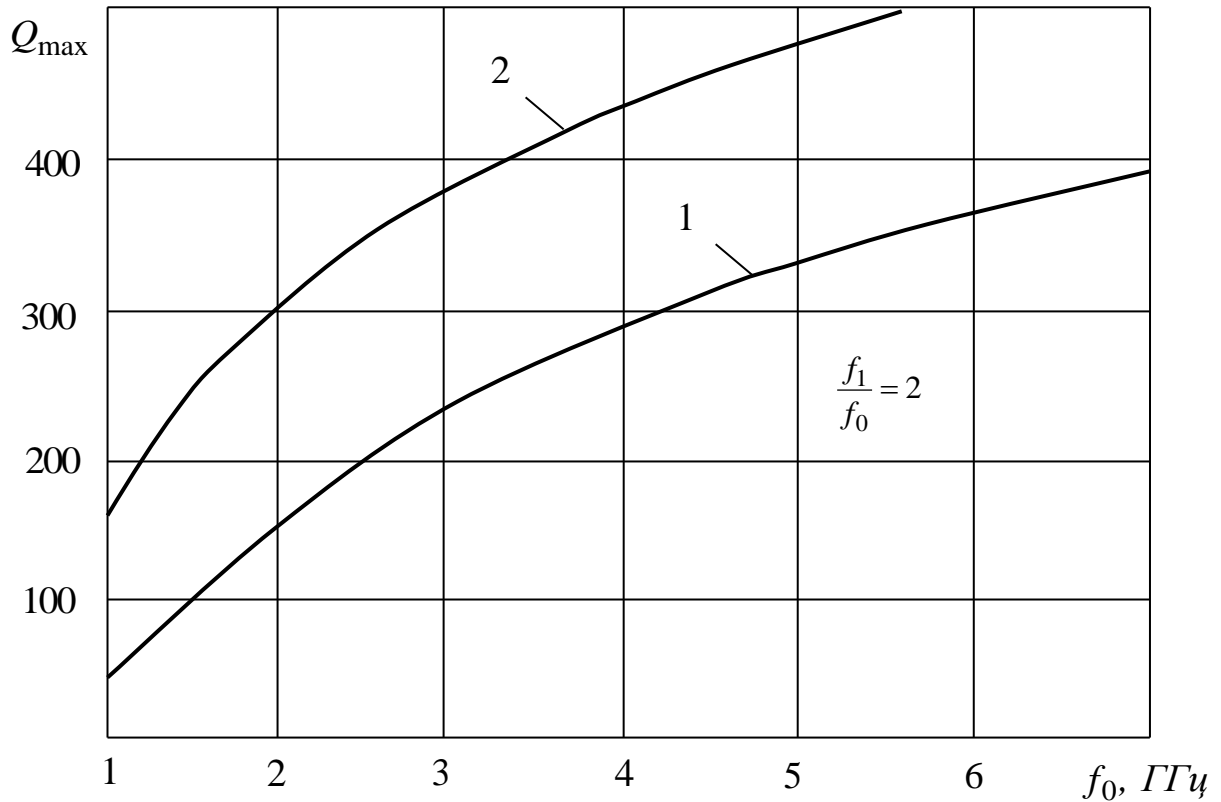


Рис. 3.5. Залежність добротності резонаторів прохідного типу від резонансної частоти:

- 1 – резонатор на регулярній лінії;
- 2 – резонатор на нерегулярній лінії.

Аналіз залежностей значень добротності резонаторів з початковими і оптимальними значеннями змінних параметрів (рис. 3.6) показує, що зі збільшенням розрядки спектра необхідно або розширювати граничні значення діапазону реалізованих хвильових опорів, або змінювати оптимальним чином значення третього полюса, і відповідно значення відрахувань у всіх полюсах. Це, як правило, призводить до незначного зростання значення добротності (на 2% – 5%), але при цьому сильно ускладнюється закон зміни хвильового опору, що в свою чергу ускладнює реалізацію резонатора. Закон зміни хвильового опору прохідного резонатора, розрахованого за даними табл. 3.1, показаний на рис. 3.3 (крива 2). Топологія резонатора зображена на рис. 3.4б.

Як видно з порівняння топологічних розмірів резонаторів паралельного і прохідного типу, при інших рівних умовах останній резонатор довший за перший. При чому добротність резонатора паралельного типу при розрядці більше 3, майже в два рази вище добротності резонатора прохідного типу.

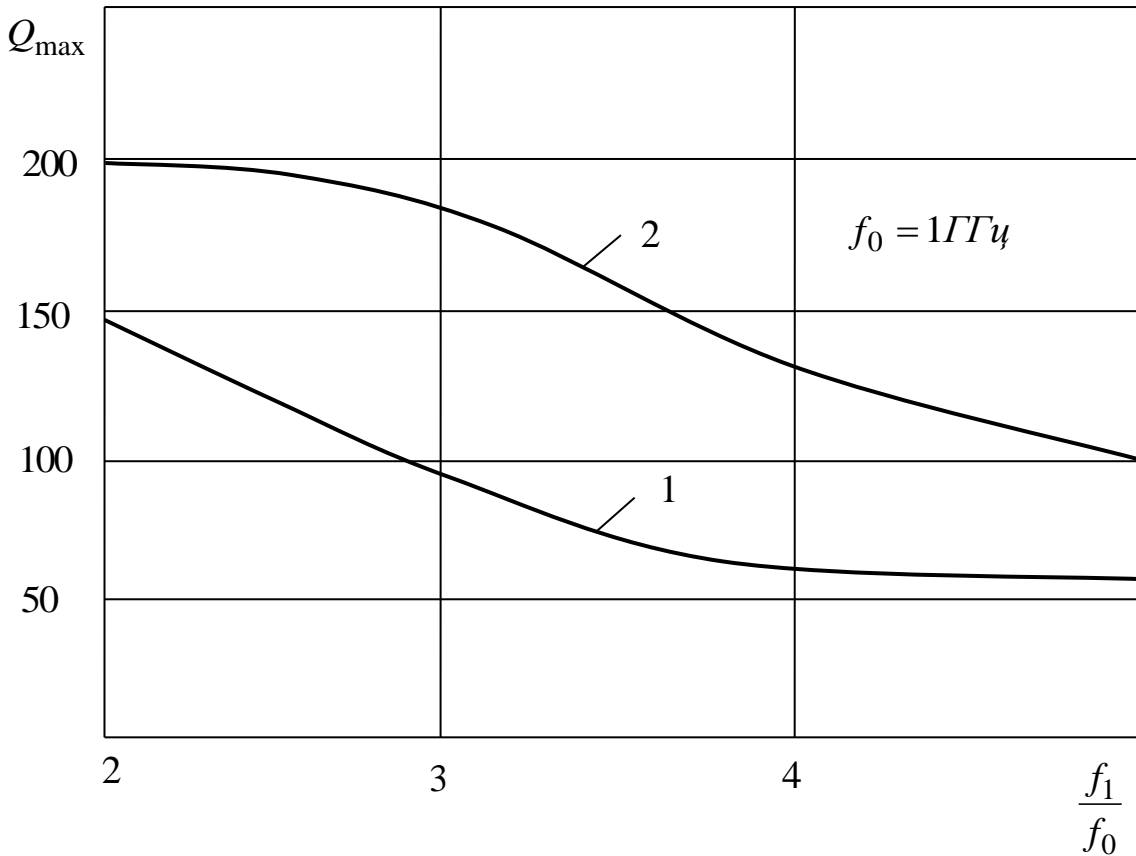


Рис. 3.6. Залежність максимальної добротності прохідних резонаторів від розрядки резонансних частот:

- 1 – добротність резонатора з початковими значеннями параметрів α_i, β_i ;
- 2 – добротність резонатора з максимально можливою добротністю Q_{\max} .

3.1.3. Симетричні полоскові резонатори паралельного типу

За абсолютним значенням максимальна добротність неоднорідних відрізків симетричної полоскової конструкції вище, ніж у мікрополоскових. На рис. 3.7. представлені залежності добротностей однорідного (крива 1) і оптимального

(крива 2) резонаторів від резонансної частоти. Характер залежностей аналогічний мікрополосковому варіанту конструкції.

В діапазоні резонансних частот від 1 ГГц до 6 ГГц максимальна добротність неоднорідних резонаторів перевершує добротність однорідних резонаторів на 20% – 25%, а аналогічних мікрополоскових – в 2 і більше разів.

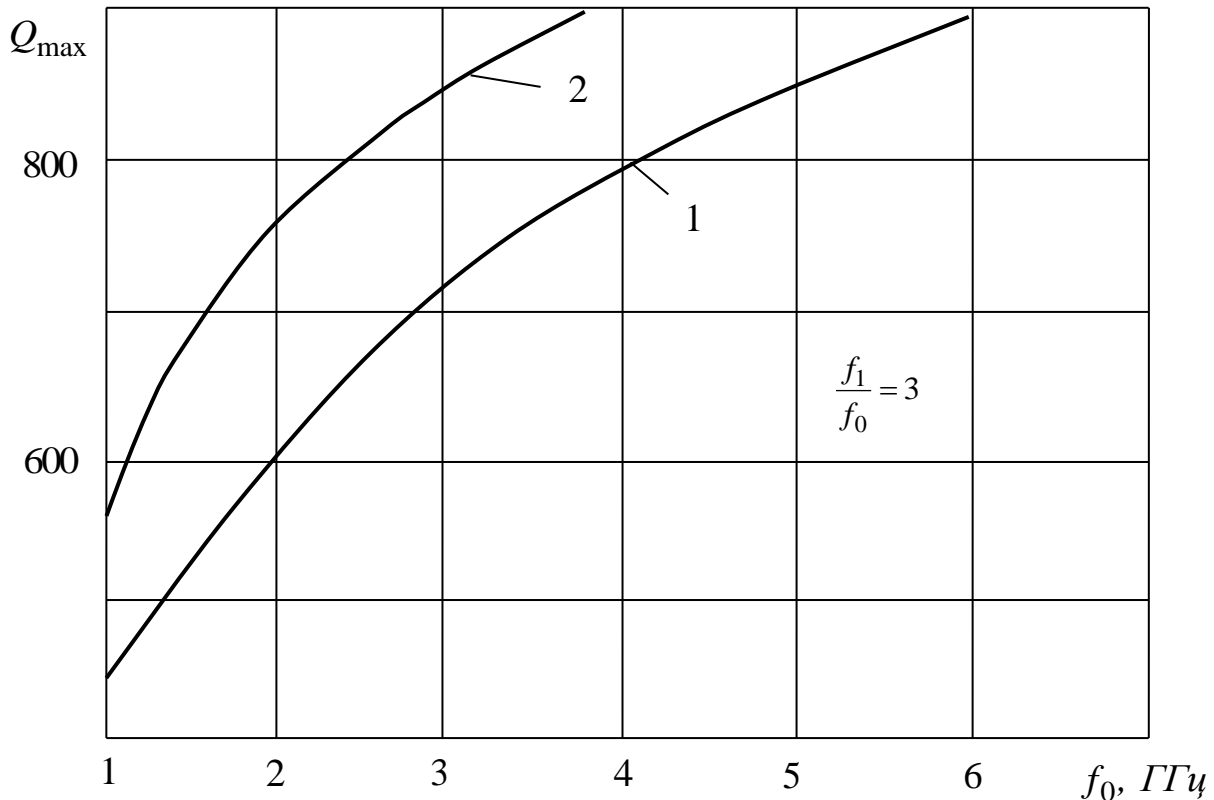


Рис. 3.7. Залежності добротностей замкнутих резонаторів від резонансної частоти резонаторів на симетричних полоскових лініях передачі:

- 1 – резонатор на однорідній лінії;
 2 – резонатори на неоднорідній лінії, оптимізовані за критерієм максимальної добротності.

При зміні значень двох полюсів і відрахувань відповідно до даних табл. 3.1 даною конструкцією резонатора може бути забезпечена розрядка спектра, що дорівнює 6. При чому, як видно з аналізу залежностей рис. 3.8, при даній розрядці добротність резонатора більше 200. Значення максимальної добротності з ростом розрядки перевищують значення добротності неоптимальних резонаторів більш,

ніж на 20 – 25%, а значення добротності аналогічних мікрополоскових резонаторів, наприклад, при розрядці 5 – перевищують на 100.

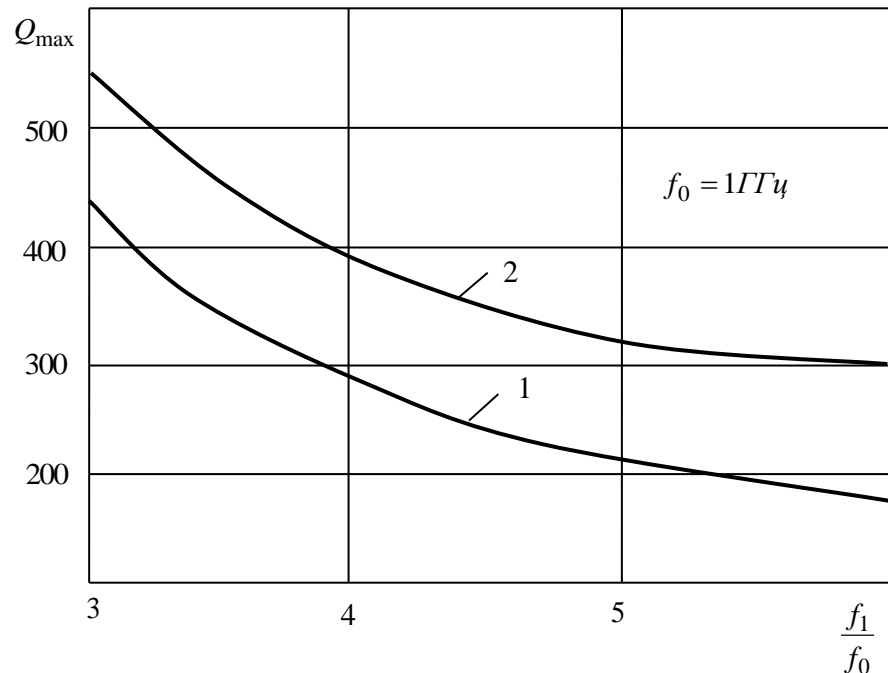


Рис. 3.8. Залежність максимальної добротності від розрядки резонансних частот:
 1 – добротність резонатора з початковими значеннями параметрів α_i, β_i ;
 2 – добротність резонатора з максимально можливою добротністю Q_{\max} .

Закон зміни хвильового опору наведено на рис. 3.9 (крива 1). Оптимальна топологія резонатора з параметрами табл. 3.1 показана на рис. 3.10.

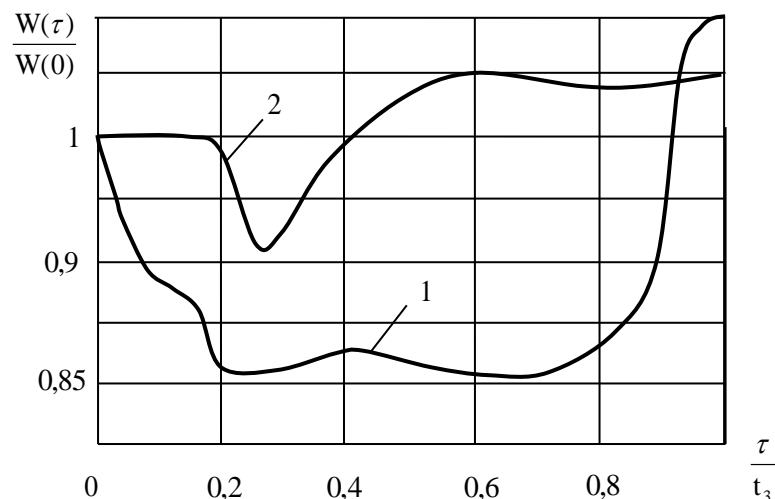


Рис. 3.9. Залежність хвильового опору від часу затримки:
 1 – оптимальний хвильовий опір резонатора паралельного типу;
 2 – оптимальний хвильовий опір прохідного резонатора на симетричній
 полосковій лінії.

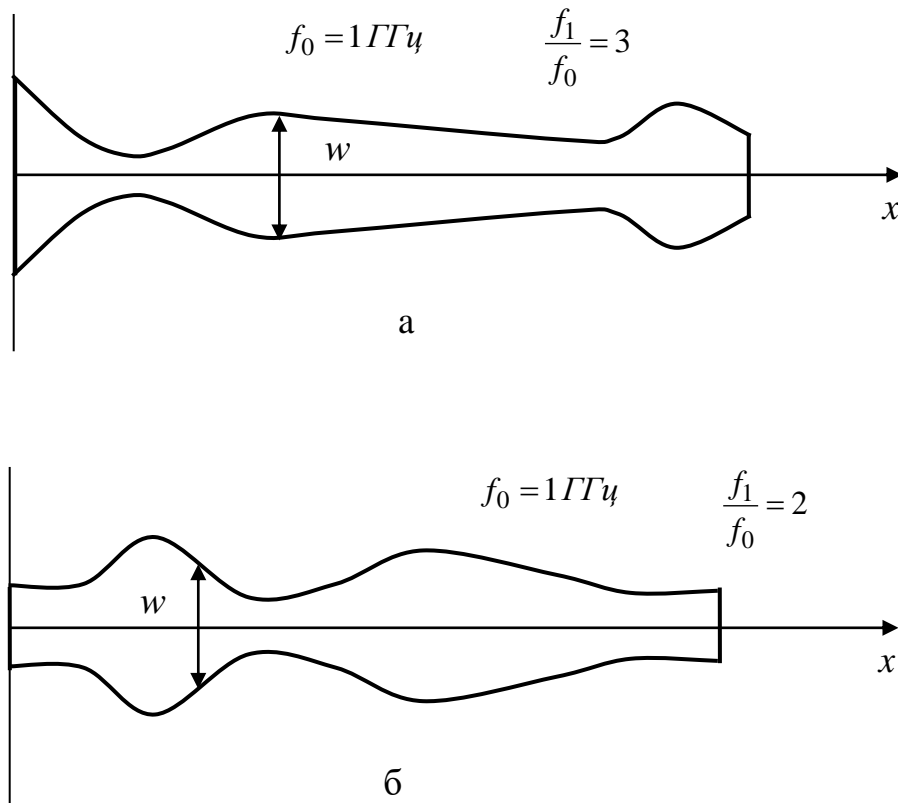


Рис. 3.10. Топологія струмонесучого провідника оптимального резонатора:
 а – резонатор паралельного типу;
 б – резонатор прохідного типу.

3.1.4. Симетричні полоскові резонатори прохідного типу

Проведені дослідження прохідного неоднорідного резонатора показали, що характер залежностей максимальної добротності та добротності однорідних резонаторів від резонансної частоти аналогічний за характером залежностей резонаторів, розглянутих раніше. Застосування методу синтезу резонаторів по нулям і полюсів вхідного опору дозволило розрахувати резонатори з максимальними значеннями добротності при заданій резонансній частоті і розрядці спектру. З рис. 3.11 видно, що добротність резонатора з оптимальним значенням вектора змінних параметрів (крива 2) на 20% – 25% вища, ніж добротність однорідних резонаторів (крива 1) при тих самих резонансних частотах.

При мінімальній розрядці спектру, що дорівнює 2, максимальна добротність оптимального резонатора на частоті 1 ГГц більше добротності однорідного прохідного півхвильового відрізка приблизно на 110 одиниць. Значення оптимальних параметрів наведені в табл. 3.1.

Змінюючи оптимальним чином значення двох полюсів і відрахувань в цих полюсах вдалося домогтися значення розрядки, рівного 5. При цьому максимальна добротність вийшла не нижче 200.

На рис. 3.12 представлена залежність добротності оптимальних Q_{\max} (крива 2) и неоптимальних Q_0 (крива 1) резонаторів від розрядки спектра частот. Аналіз залежностей показав, що добротність резонатора з оптимальними розмірами провідної полоски на 25% - 45% вища, ніж неоптимального резонатора при тих самих значеннях розрядки f_1/f_0 . Зі збільшенням значення розрядки ця різниця стає більш явною.

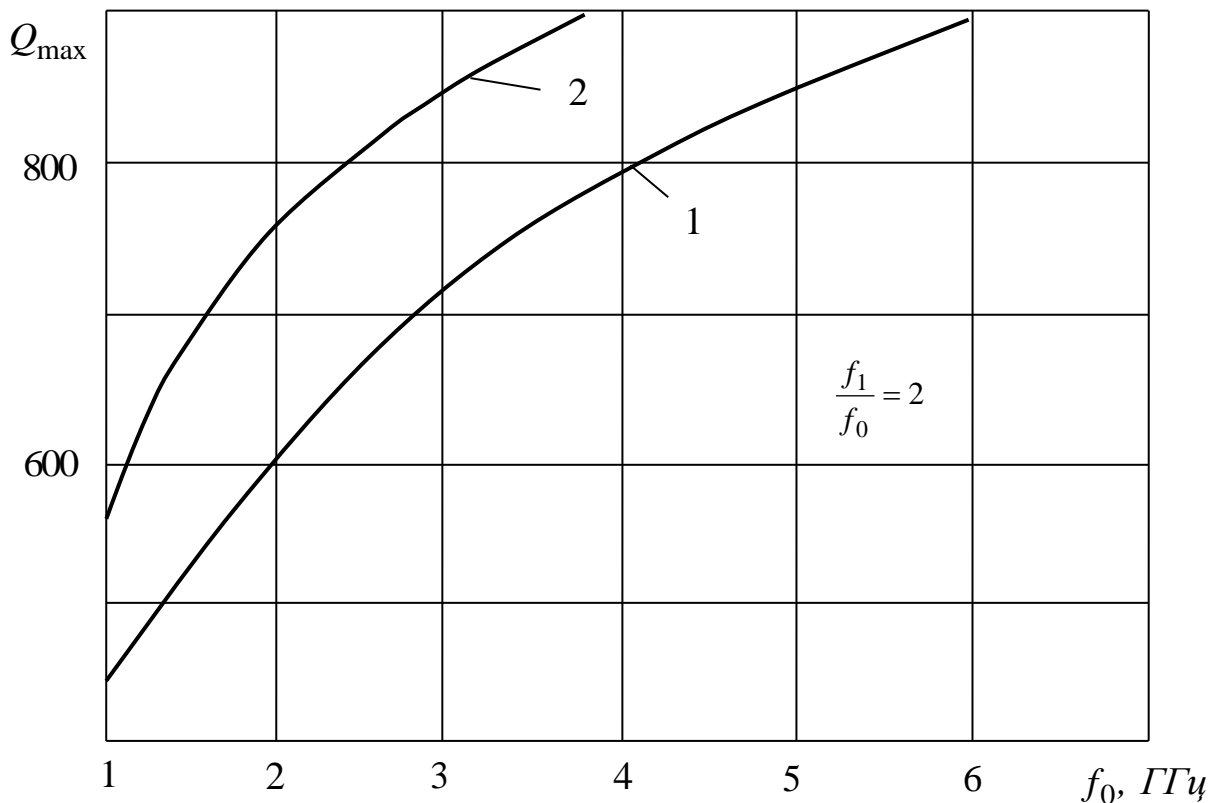


Рис. 3.11. Залежність максимальної добротності прохідного розімкнутого резонатора на симетричній полосковій лінії від резонансної частоти при розрядці. $f_1/f_0 = 2$: 1 – резонатор на однорідній лінії; 2 – резонатор на неоднорідній лінії.

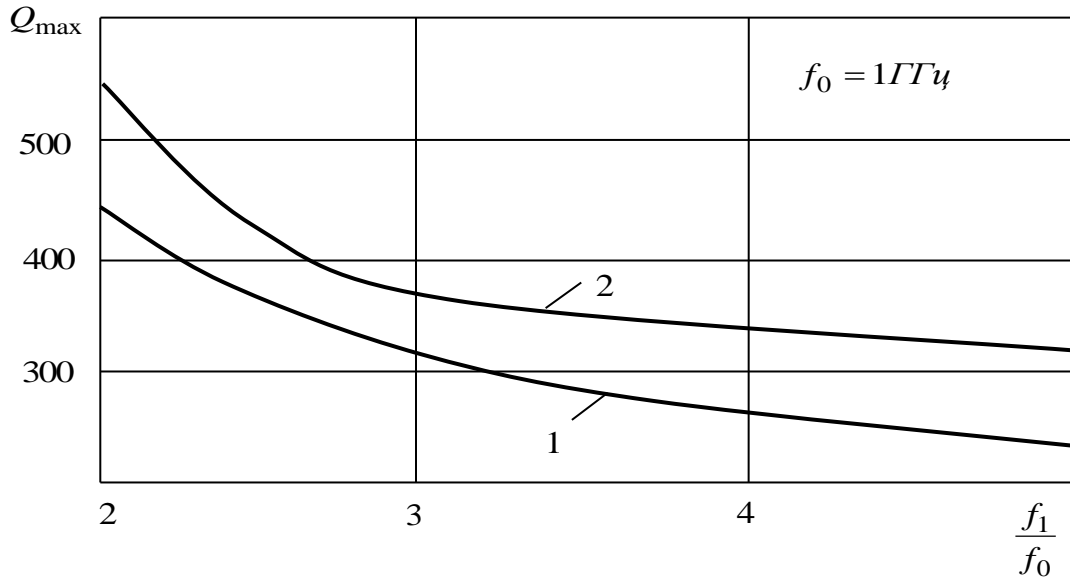


Рис. 3.12. Залежність добротності оптимальних Q_{\max} (крива 2) і неоптимальних (початкове наближення) Q_0 (крива 1) резонаторів від розрядки спектра частот.

Закон зміни хвильового опору напівхвильового резонатора прохідного типу, що володіє максимальною добротністю при значенні розрядки, рівним 2 показаний на рис. 3.9, а топологія провідної полоски – на рис. 3.10б.

3.2. Коаксіальні резонансні системи

При синтезі структури коаксіального типу без підлаштувань найбільш складним завданням є синтез конструкції резонаторів. Резонатори повинні мати задане розташування резонансних частот і бути конструктивно реалізованими. Труднощі синтезу конструкцій таких резонаторів визначаються тим, що необхідно враховувати вплив вищих типів хвиль і втрат.

За алгоритмом, розробленим у другому розділі (рис. 2.13) був синтезований ряд резонаторів і проведено аналіз їх характеристик.

За основу був прийнятий двоступеневий коаксіальний резонатор, замкнутий на кінці. Ставлення діаметрів провідників обох ступенів оптимальне, тобто дорівнює 3,6. Обидва відрізка лінії заповнені діелектричним матеріалом з відносною діелектричною проникністю $\varepsilon_r = 80$. Геометричні і електричні довжини відрізків однакові. Такий резонатор є однорідним і має високу добротність $Q=1645$ на резонансній частоті $f_0=1\text{ГГц}$, і забезпечує розрядку спектру $\gamma=3$. В

такому резонаторі, підбираючи значення ε_r діелектрика, що заповнює, можна за допомогою розробленого алгоритму синтезу вибрати необхідні значення геометричних розмірів резонатора, найбільш прийнятні для конкретного його використання. При чому, добротність резонатора буде максимально можливою.

Для розширення смуги загородження фільтруючої системи ставлення f_1/f_0 має бути більше 3. Це можливо тільки при використанні неоднорідної лінії в якості резонатора. Зміною перепаду хвильових опорів по довжині можна домогтися необхідної розрядки спектра f_1/f_0 . Зміна хвильового опору досягається за рахунок зміни діелектричної проникності першого ступеня резонатора, що призводить до зміни її геометричної довжини (рис. 2.14). Електрична довжина першого відрізка залишається при цьому незмінною за рахунок зміни фазової швидкості хвилі. Програма оптимізації забезпечує розрахунок максимально можливого значення діаметру зовнішнього провідника коаксіальної лінії, при якому не порушуються вищі типи коливань, а також значення $\varepsilon_{r2} = 80$, що забезпечує максимальну добротність коливальної системи і задану розрядку спектра. Необхідно відзначити, що ставлення діаметрів провідників коаксіального резонатора, рівне 3.6, є оптимальним і гарантує отримання максимуму добротності.

Однак за рахунок зміни діелектричної проникності діелектрика в сходинках резонатора (при встановлених межах зміни $\varepsilon_{r1}, \varepsilon_{r2}$) можна отримати обмежене значення ширини області загородження, обумовлене межею відносини хвильових опорів. Для отримання більш високих значень розрядки необхідно домогтися збільшення стрибка хвильового опору шляхом зміни діаметрів провідників у другій сходинці, а також відносини цих діаметрів до меж, при яких в резонаторі зберігається одномодовий режим.

Для ілюстрації вищевикладеного розглянемо кілька прикладів і проведемо аналіз отриманих результатів.

Приклад 1. Необхідно розрахувати резонатор на резонансну частоту $f_0 = 1$ ГГц, який забезпечить область загородження, рівну $4f_0$ і при цьому буде

мати максимальну добротність. При чому, перепад хвильових опорів в лінії забезпечимо зміною тільки ε_{r1} .

Задаємося вихідними даними $\varepsilon_{r1} = 80$; $\varepsilon_{r2} = 5$. У якості діелектричного заповнення застосовується тетратитанат барію зі значенням тангенса кута діелектричних втрат $\operatorname{tg} \delta = 2,5 \cdot 10^{-4}$, матеріал провідника – срібло.

В результаті синтезу отримані наступні геометричні та конструктивні параметри резонатора з добротністю $Q = 867$:

$$A_1 = A_2 = 1,22 \cdot 10^{-3} \text{ м}, \quad B_1 = B_2 = 4,4 \cdot 10^{-3} \text{ м}, \quad L_1 = 7,08 \cdot 10^{-3} \text{ м}, \quad L_2 = 1,34 \cdot 10^{-2} \text{ м}, \\ \varepsilon_{r1} = 17,94; \quad \varepsilon_{r2} = 5.$$

Втрати в діелектрику та провіднику відповідно першого і другого ступенів резонатора становить $\alpha_{\partial 1} = 1,1 \cdot 10^{-2} \text{ нп/м}$, $\alpha_{\partial 2} = 5,9 \cdot 10^{-2} \text{ нп/м}$, $\alpha_{np1} = 4,01 \cdot 10^{-2} \text{ нп/м}$, $\alpha_{np2} = 2,1 \cdot 10^{-2} \text{ нп/м}$.

Приклад 2. За умов прикладу 1 синтезуємо резонатор з розрядкою $f_1/f_0 = 7$. Результати оптимізації: $Q = 427$, $A_1 = 3,3 \cdot 10^{-4} \text{ м}$, $A_2 = 8,17 \cdot 10^{-4} \text{ м}$, $B_1 = 1,2 \cdot 10^{-3} \text{ м}$, $B_2 = 5,28 \cdot 10^{-3} \text{ м}$, $L_1 = 2,09 \cdot 10^{-3} \text{ м}$, $L_2 = 8,4 \cdot 10^{-3} \text{ м}$, $\varepsilon_{r1} = 80$; $\varepsilon_{r2} = 5$. Втрати відповідно складають $\alpha_{\partial 1} = 2,34 \cdot 10^{-2} \text{ нп/м}$, $\alpha_{\partial 2} = 5,9 \cdot 10^{-3} \text{ нп/м}$, $\alpha_{np1} = 3,33 \cdot 10^{-1} \text{ нп/м}$, $\alpha_{np2} = 2,93 \cdot 10^{-2} \text{ нп/м}$.

Ставлення хвильових опорів збільшиться, але воно є мінімально можливим для досягнення розрядки, що дорівнює 7. Збільшення хвильового опору другого ступеня обумовлено зростанням діаметрів провідників, а також їх відношення.

З рис. 3.13 видно, що при досягненні розрядки 5,77 діелектрична проникність першого ступеня стає максимальною (на рівні 80), і в подальшому не змінюється. З значення розрядки 5,77 починають збільшуватися діаметр провідника другого ступеня, а також відношення діаметра зовнішнього провідника до діаметру внутрішнього провідника.

Приклад 3. Якщо діаметри провідників другого ступеня резонатора почати змінювати відразу для досягнення розрядки більше 3 одночасно зі зміною ε_{r1} , а не

зі значення розрядки 5,77, то добротність резонатора зросте на 25% в порівнянні з добротністю, отриманої в прикладі 1.

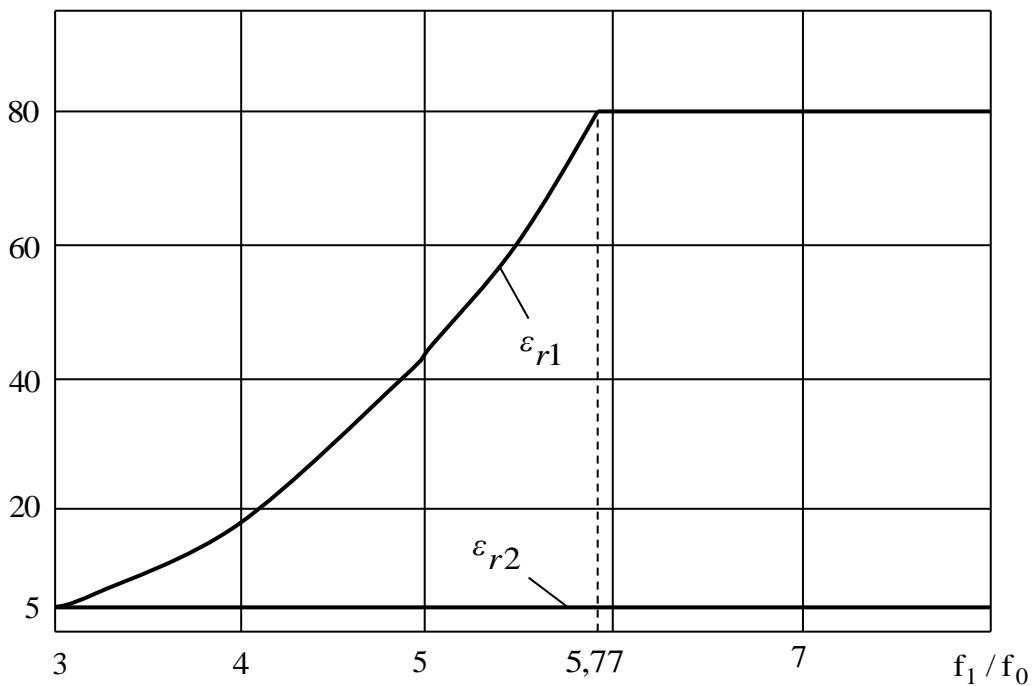


Рис. 3.13. Залежність діелектричної проникності двоступеневого резонатора від розрядки резонансних частот

Так, для значення розрядки 4 добротність $Q=1063$. Виграш обумовлений зменшенням втрат в металізації другого ступеня. Загасання в провідниках другого ступеня стане рівним $\alpha_{np2} = 1,1 \cdot 10^{-2} \text{ нп/м}$, і сумарні втрати в резонаторі стануть менше, ніж в конструкції прикладу 1.

На рис. 3.14 зображена залежність добротності резонатора від розрядки на резонансній частоті $f_0 = 1 \text{ ГГц}$. З аналізу залежностей випливає, що зі зростанням відносини f_1/f_0 максимум добротності зменшується. Крива 1 відповідає випадку, коли до значення розрядки 5,77 зміна перепаду хвильового опору досягається тільки зміною діелектричної проникності заповнення першого ступеня. Крива 2 – нагоди одночасної зміни ϵ_{r1} і діаметрів провідників другого ступеня. Як видно з малюнка, в другому випадку значення добротності в діапазоні розрядок $3 < \gamma < 5,77$ на 5% – 30% вища, ніж в першому (крива 1, рис. 3.14).

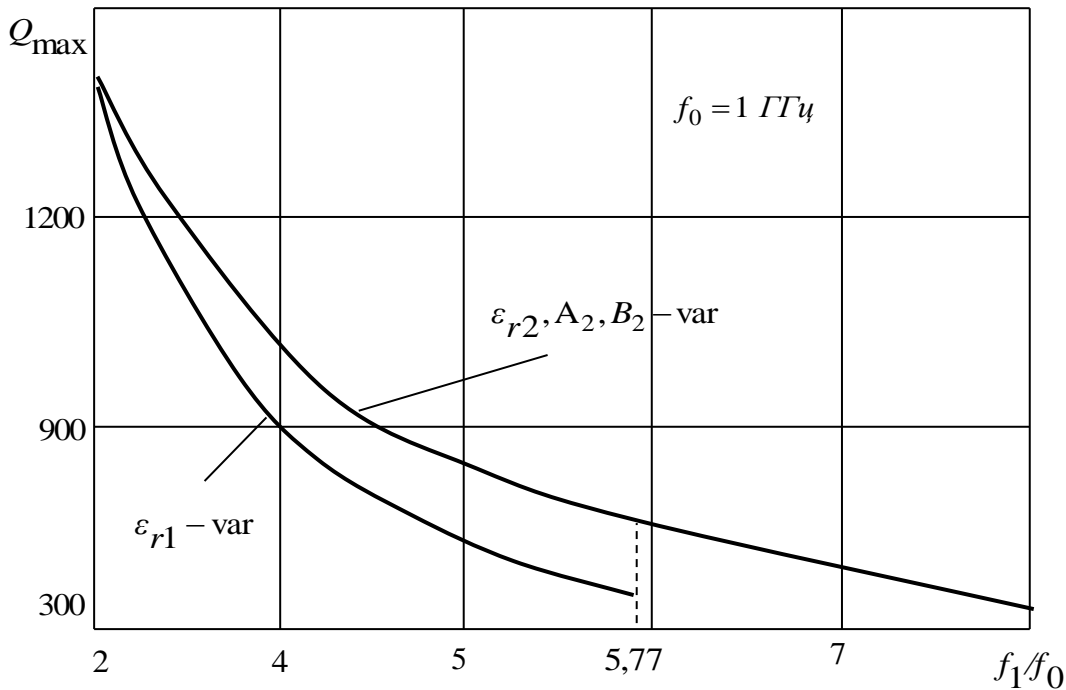


Рис. 3.14. Залежність максимальної добротності двоступеневого резонатора від розрядки резонансних частот

3.3. Рекомендації з технічної реалізації, контролю конструктивних параметрів і застосування резонаторів

В даний час виробництво виробів в радіоелектронній промисловості є потоковим і автоматизованим. У зв'язку з цим практично неможливо виправлення браку підстроювання елементів складних схем в процесі їх виготовлення. У той же час вимоги до якості роботи і надійності виробів постійно зростають. У цих умовах особливе значення має правильне обґрунтування допусків на параметри виробів. Одним з критеріїв правильності обраних допусків на параметри виробів служить його мінімальна вартість за умови відповідності характеристик виробу заданим вимогам. Якщо допуски обрані занадто жорсткі, то вартість виробу набагато збільшується. З іншого боку, при занадто великих допусках відсоток виходу придатних виробів сильно зменшується, що також веде до зростання вартості кожного виробу. При аналізі похибок можна вирішувати два завдання [26–30].

Перше завдання: враховуючи межі допусків на електричні характеристики елемента, визначають допустимі межі окремих видів конструктивно-технологічних відхилень, вважаючи, що присутній один або кілька різних видів

розкидів параметрів. Ці дані допомагають виробити вимоги до якості технології і матеріалів.

Друге завдання: знаючи реальні межі і закони розподілу технологічних розкидів, визначають межі і закони розподілу похибок електричних характеристик, і відсоток виходу придатних елементів.

В роботі вирішується перша задача, тобто, задаються допуски на електричні характеристики резонаторів, зокрема на добротність, і потім визначаються технологічні допуски при виготовленні.

На підставі оцінки технічних характеристик розроблених резонаторів різної конструкції необхідно виробити рекомендації щодо їх реалізації на базі сучасних технологій. Оскільки резонатор є вузькодіапазонною системою, то його електричні характеристики сильно залежать від геометричних розмірів і інших конструктивних параметрів. У тому числі і добротність резонатора, яка визначає ширину смуги пропускання, крутизну схилів амплітудно-частотних характеристик, загасання в смузі пропускання і інші важливі характеристики системи фільтрації, сильно чутливої до розкиду параметрів конструкції. Для розробки рекомендацій з технічної реалізації визначимо параметри, які в більшій мірі впливають на значення добротності, і розрахуємо допуски, які необхідно дотримуватися при їх реалізації.

На рис. 3.15 наведені залежності зменшення максимальної добротності від відхилення конструктивних параметрів мікрополоскового резонатора від оптимальних, які найбільш повно відображають резонансні властивості резонансної системи. Такими параметрами є: ширина провідної (струмонесучої) полоски резонатора, відносна діелектрична проникність і довжина резонатора. Кожен з цих параметрів в більшій чи меншій мірі визначає хвильовий опір, час затримки, швидкість поширення хвилі в лінії передачі. Як видно з рис. 3.15, найбільший вплив на величину добротності надає зміна діелектричної проникності підкладки. Це обумовлено тим, що від величини діелектричної проникності залежить швидкість поширення електромагнітної хвилі, а значить і час затримки, і в кінцевому підсумку величина хвильового опору і втрат. Так,

зменшення максимальної добротності резонатора на 10% відбувається при зміні діелектричної проникності всього на 2,5%, коли ці ж зміни добротності можуть бути викликані змінами довжини резонатора на 2,8%, а ширина провідної полоски на 8,5%.

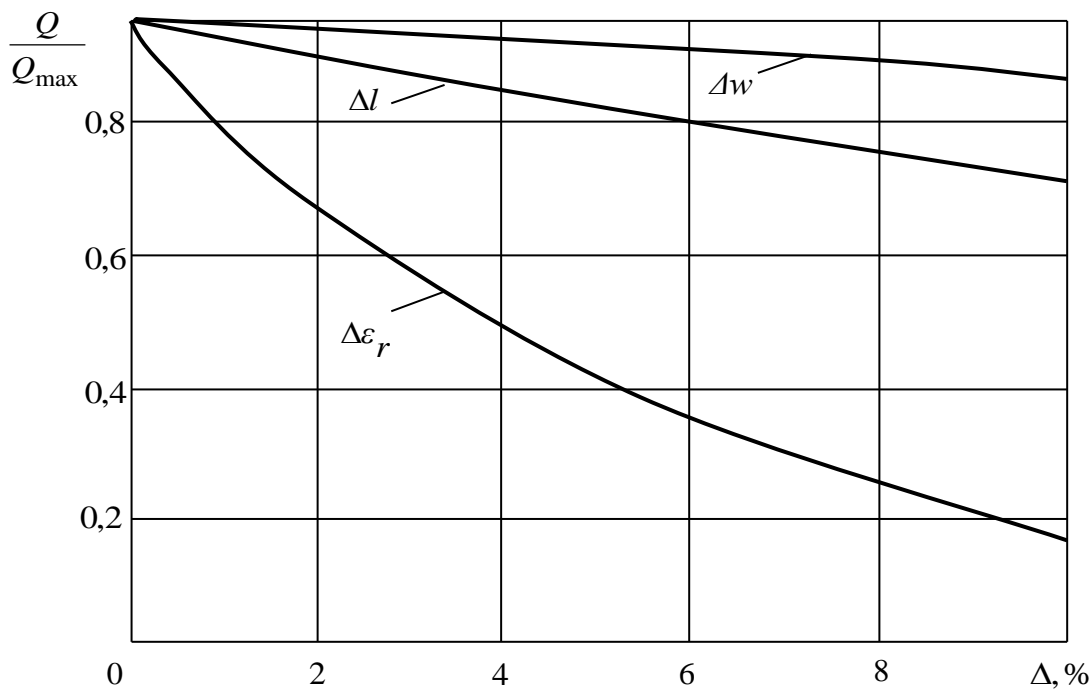
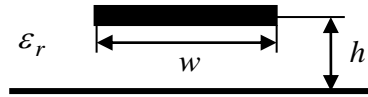


Рис. 3.15. Залежності зменшення максимальної добротності від відхилення конструктивних параметрів мікрополоскового резонатора від оптимальних: $\Delta\varepsilon_r$ - відхилення відносної діелектричної проникності від оптимального значення; Δw - відхилення ширини струмопровідної полоски від оптимального значення; Δl - відхилення довжини резонатора від оптимального значення.

Така ж ситуація спостерігається при аналізі допусків на аналогічні параметри симетричного полоскового резонатора. Для того, щоб добротність резонатора не відрізнялася від розрахункового значення більш ніж на 10%, необхідно витримувати значення підкладки з точністю 0,75%, довжину

резонатора з точністю 3,2%, ширину провідника – не більше 12%. Залежність добротності від конструктивних параметрів резонатора на симетричній полосковій лінії наведена на рис. 3.16.

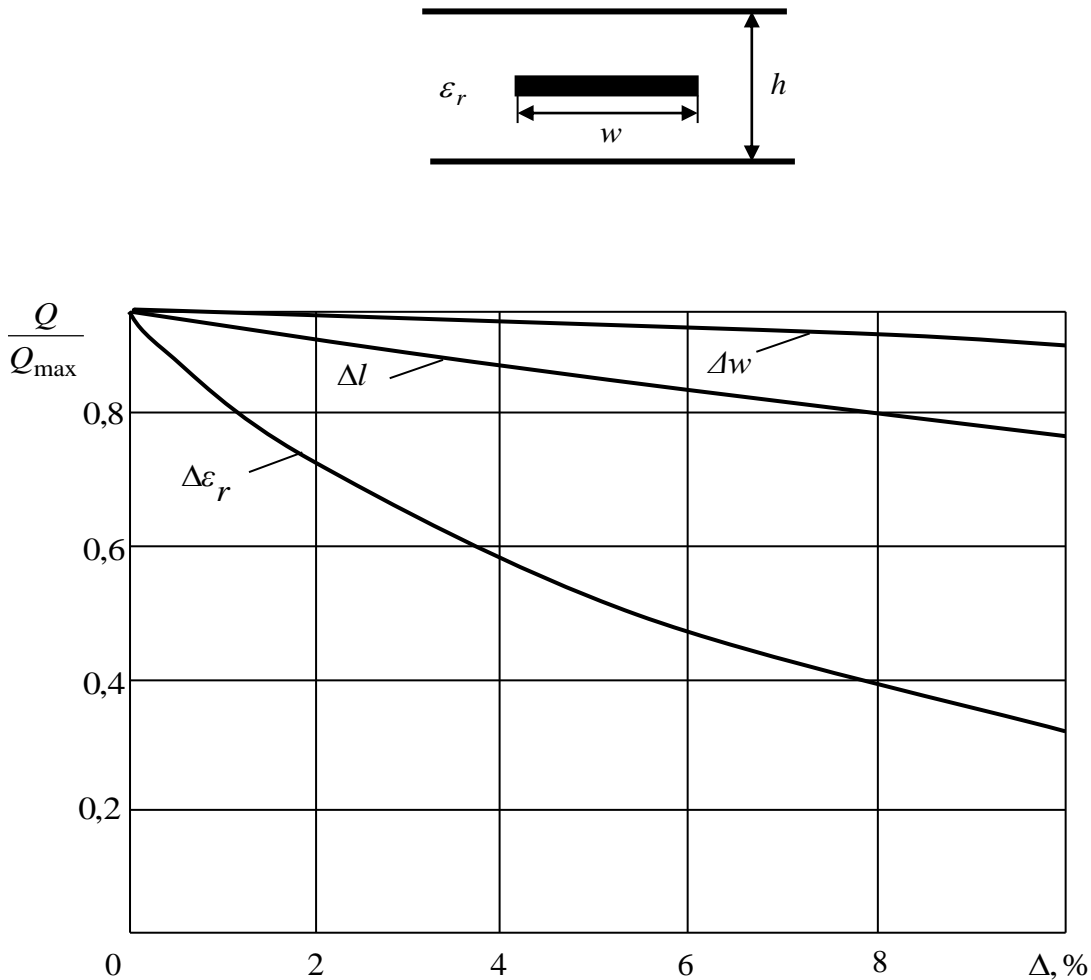


Рис. 3.16. Залежності зменшення максимальної добротності від відхилення конструктивних параметрів полосково симетричного резонатора від оптимальних:

$\Delta\epsilon_r$ – відхилення відносної діелектричної проникності від оптимального значення;

Δw – відхилення ширини струмонесучої центральної полоски від оптимального значення;

Δl – відхилення довжини резонатора від оптимального значення

З аналізу допусків на параметри резонаторів на полоскових лініях передачі видно, що в першу чергу необхідно контролювати значення діелектричної проникності підкладки. Однак, як показує практика, при виготовленні дослідних зразків резонаторів, діелектричну проникність матеріалу необхідно вимірювати до

етапу виготовлення резонатора, оскільки, якщо її значення буде відрізнятися від заданого більш, ніж на 2,5%, то і інші параметри резонатора будуть відрізнятися від розрахункових на значну величину і не виключено, що резонатор не буде відповідати своєму призначенню. Таким чином, доцільно вимірювати спочатку значення ε_r підкладки, а потім використовувати його при розрахунках.

У коаксіальній конструкції резонатора, як було показано в розд. 2.6, найбільший внесок у відтворення електричних характеристик, в тому числі і добротності, вносить щабель з більш високим хвильовим опором. На прикладі першого ступеня резонатора і визначимо допуски на основні конструктивних елементів. Для коаксіала цими елементами є: величина діаметра зовнішнього провідника, довжина ступеня резонатора, діелектрична проникність матеріалу, що заповнюється. На рис. 3.17 зображені графіки залежності максимальної добротності від відхилення величин цих параметрів від оптимальних значень. Як видно з графіків, найбільш чутлива добротність до зміни діелектричної проникності матеріалу заповнення. При зміні ε_r всього на 2% максимальна добротність знижується на 10%, коли до цього ж результату приводить зміна довжини ступеня на 4%, а величини діаметра зовнішнього провідника, більш, ніж на 10%. Зміна діаметру зовнішнього провідника в бік збільшення, крім того, може привести до порушення вищих типів хвиль, а його зменшення – до зростання втрат в металі. Зміна діаметра призводить до зменшення добротності резонатора.

На характеристики резонатора впливає не тільки абсолютне значення діелектричної проникності, а й корінь відношення діелектричної проникності сходинок, оскільки воно пропорційно відношенню хвильових опорів, який визначає задану розрядку спектра відповідно до (2.54).

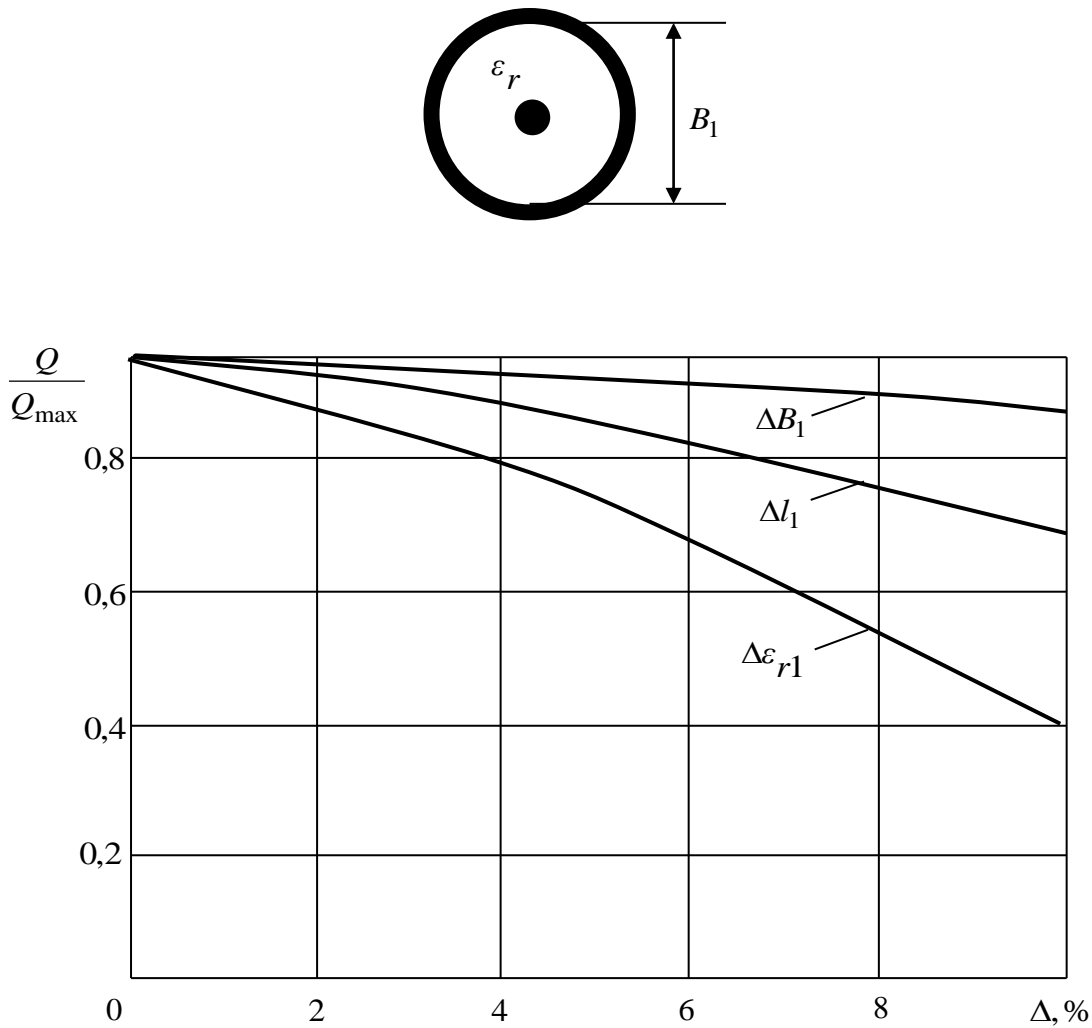


Рис. 3.17. Зміна добротності коаксіального резонатора від відхилення конструктивних параметрів ступеня з більш високим хвильовим опором від оптимальних значень:

l_1 – довжина першої сходинки резонатора.

Для застосування діелектричних матеріалів з великими значеннями відносної діелектричної проникності виникає проблема підвищення точності вимірювань значень ϵ_r , так як вона безпосередньо впливає на фазову швидкість хвилі в діелектрику, і тим самим на електричні і масогабаритні характеристики резонаторів.

Для вирішення цього завдання було розроблено пристрій вимірювання діелектричної проникності. Принцип роботи даного пристрою заснований на використанні залежності діелектричної проникності від зсуву резонансної частоти коаксіального резонатора. Підвищення точності вимірювання досягається за

рахунок підвищення лінійності характеристики $\varepsilon = \Phi(\Delta f)$ в області значень діелектричної проникності.

Графіки, що дозволяють визначити значення діелектричної проникності показані на рис. 3.18. Крива 1 відповідає існуючому вимірнику, крива 2 – розробленому пристрою. Резонатори, виконані за даними рекомендаціями, практично не вимагають регулювальних робіт (обсяг регулювальних робіт зменшився приблизно на 20%).

Одним з об'єктивних критеріїв оцінки технічних характеристик розроблених резонаторів є габаритний індекс [5]. Для обчислення цього узагальненого показника, який містить взаємопов'язані конструктивні і електричні параметри резонатора і характеризують його якість в цілому, застосовують вираз [5]:

$$\sigma = \frac{b_{\Sigma}}{n} \delta \frac{V}{n}, \quad (3.1)$$

де δ – полоса пропускання; b_{Σ} – дисипативні втрати; V , см³ – об'єм резонатора; n – число резонаторів.

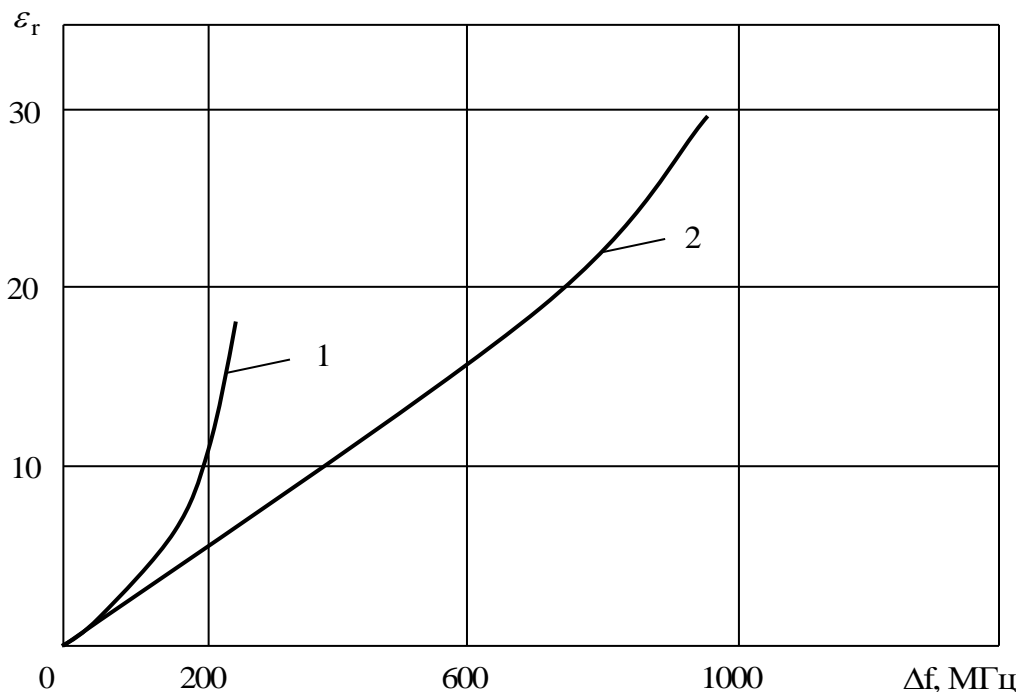


Рис. 3.18. Залежності для визначення діелектричної проникності:

1 – існуючий вимірник; 2 – розроблений вимірник.

В даному випадку $n = 1$, величину δ визначемо рівною 3%. Результати порівняльної оцінки розроблених резонаторів з існуючими наведені в таблиці 3.1.

Застосування відрізків неоднорідних ліній дозволило в порівнянні з існуючими аналогами [7–18] зменшити довжину резонаторів, а збільшення добротності стало наслідком зменшення дисипативних втрат, що в свою чергу призвело до зниження масогабаритних показників пристроїв. Так, двоступеневий резонатор на відрізку коаксіальної лінії, реалізований за розробленою методикою має вагу і габарити в 1,2 рази менше, ніж застосовувані аналоги.

Для забезпечення електромагнітної сумісності радіоелектронних засобів рівні побічних випромінювань і чутливість побічних каналів прийому повинні відповідати певним вимогам [19, 20, 26–27]. Норма на відносний рівень побічних випромінювань в децибелах визначається виразом

$$N = b - 10 \lg P_{cp}. \quad (3.2)$$

Аналіз розвитку принципів і методів побудови сучасної радіоапаратури [20–23, 24] показав, що властивості резонаторів орієнтовно повинні задовольняти вимогам, зведених в таблицю 3.2. При цьому величина b визначається з таблиці 3.2, яка регламентує виконання заданих вимог, P_{cp} – середня потужність радіотехнічного пристрою.

Таблиця 3.2. Узагальнені характеристики сучасних резонаторів

Тип резонатора	Мінімально рекомендована полоса пропускання, %	Середні втрати при $\delta = 1\%$, дБ	Габаритний індекс σ , дБ·см ³
Хвильовий Напівхвильовий	0,1	0,05 – 0,09	14,6
На позамежному хвилеводі	0,2	0,15 – 0,2	3 - 6
Зустрічнострижневий на повітряній СПЛ	1	0,3 – 0,5	2,2 -3,3
Гребінчастий на повітряній СПЛ	2	0,7 – 0,9	3,0 – 3,5
На печатній СПЛ	3	1,45 – 2,35	7,5 – 8,1
На МПЛ	3	2,4 – 3,8	3,0 – 3,6
На коаксіальній лінії з заповненням	3	0,1 – 0,2	2,0 – 2,2

Аналіз опору розроблених резонаторів на кратних частотах щодо резонансної частоти і на обертонах показав, що рівень сигналу на цих частотах послаблюється на 60 – 90 дБ у порівнянні з основним сигналом на частоті основного тону f_0 . Тому, якщо не потрібно більш високого рівня загасання поза робочої області, то використання розроблених резонаторів не вимагає використання додаткових фільтрів, які зменшують чутливість приймальних пристроїв.

Зважаючи на вищезазначене, відносна дальність розвідки (відношення дальності розвідки D_p при обліку загасання до тієї ж дальності при нульовому або іншому загасання D_{po}) визначається виразом [23]:

$$D_{pn} = \frac{D_p}{D_{po}} = 10^{-\frac{L_{вн}}{20}}, \quad (3.3)$$

де $L_{вн}$ – загасання, що вноситься резонатором в смузі пропускання.

З (3.3) видно, що чим менше внесене згасання, тим більше дальність розвідки. Величину внесеного загасання розробленого резонатора можна визначити за формулою [1,2,3, 5]: $L_{вн} = \frac{4,34}{Q\delta} \sum_{j=1}^n q_j$, (3.4)

де q_j – параметри резонатора - прототипу низьких частот;

Q – власна добротність резонатора;

δ – відносна смуга пропускання.

Таким чином, взявши в якості добротності Q максимальну добротність оптимізованого резонатора (яке відповідає максимальній дальності D_{po}) і добротність неоптимізованого резонатора (відповідає дальності $D_p < D_{po}$) з виразів (3.3, 3.4) знаходимо відносну дальність D_{pn} .

Таким чином, збільшуючи добротність резонаторів, можна зменшити величину внесеного загасання, і тим самим збільшити дальність розвідки. Для обґрунтування вибору розрядки спектра резонатора необхідно виходити з

фактичного рівня позасмугових випромінювань в конкретному пристрої. Зокрема, з метою зменшення шумового фону випромінювання, протяжність області загородження фільтра (отже, і резонатора) повинна бути не менше шумової області. Структурна схема пристрою, що дозволяє з високою точністю визначити інтенсивність позасмугових випромінювань, представлена на рис. 3.19, де 1, 5, 6 – фільтри; 3, 4 – регульовані підсилювачі; 2 – джерело опорного сигналу; 7–9 – комутатори, 10 – суматор; 11, 12 – елементи пам'яті; 13, 14 – перетворювачі; 15 – блок управління; 16 – підсилювач розбаланса; 17 – детектор; 18 – блок порівняння.

Таким чином, розрядка спектра визначається шириною шумовий смуги.

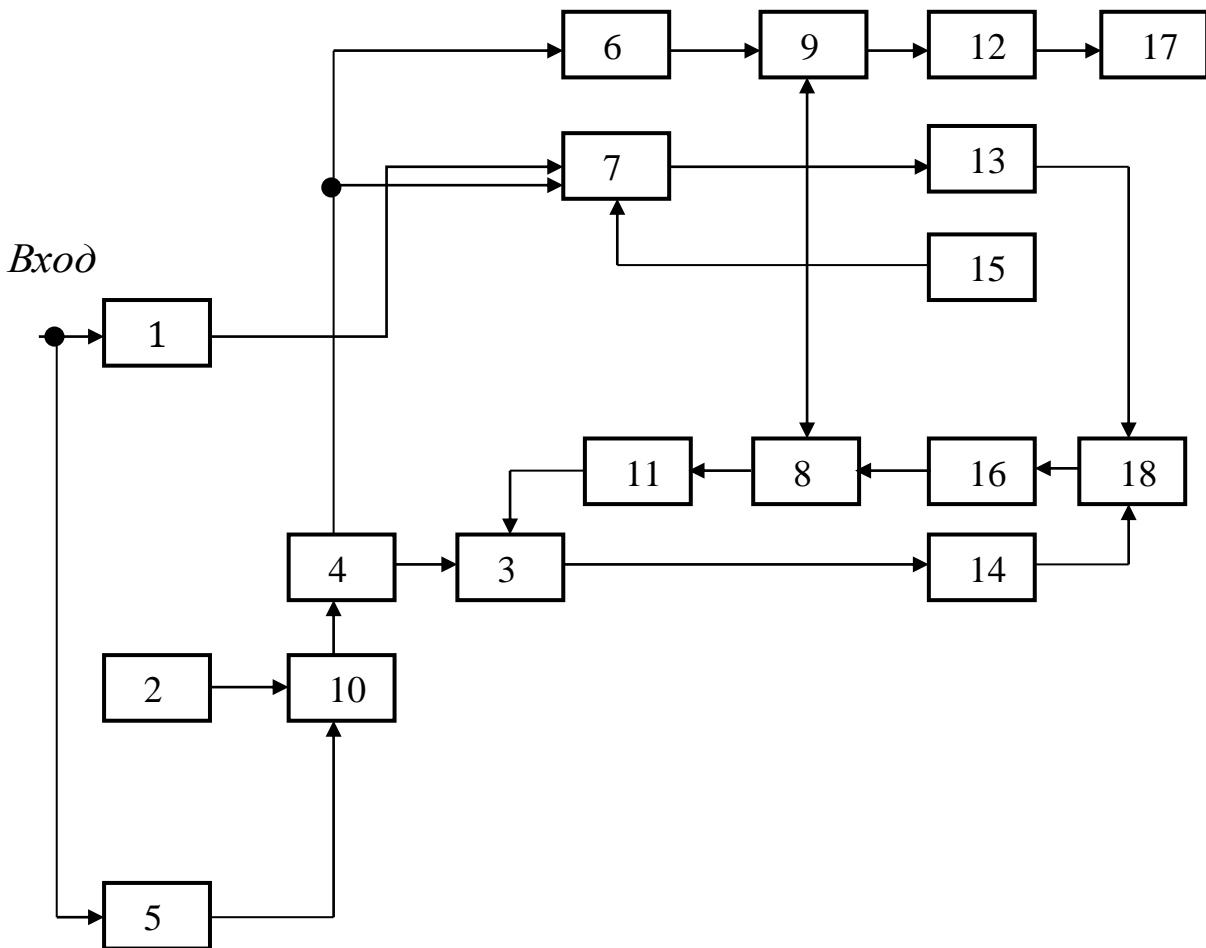


Рис. 3.19. Структурна схема визначення інтенсивності позасмугових випромінювань

Необхідно відзначити, що абсолютні значення добротності полоскових резонаторів на практиці виходять дещо меншими. Ця обставина обумовлена

наявністю втрат на випромінювання в площині перпендикулярній площині провідної полоски. Особливо сильні втрати на випромінювання проявляються в резонаторах мікрополоскової конструкції. Для зменшення опору випромінювання полоскові резонатори необхідно екранувати.

Таким чином, в результаті проведеного аналізу технічних характеристик розроблених резонаторів, можна сформулювати наступні рекомендації по їх реалізації і застосування в пристроях частотної селекції.

1. З точки зору максимальної добротності доцільно застосовувати чвертьхвильові і двоступеневі коаксіальні резонатори. Також з їх допомогою можна здійснити максимальне розширення області загородження. Однак на частотах понад 7-8 ГГц розміри резонатора стають настільки малими, що його важко виготовити. В цьому випадку слід переходити на роботу першого обертона (друга гармоніка резонатора).

При виконанні умов одномодового режиму і забезпечення максимальної добротності на рис. 3.20, 3.21 представлені залежності довжини другого ступеня двоступеневого резонатора $\varepsilon_{r1} = 80$; $\varepsilon_{r2} = 5$ і значення зовнішнього діаметра другого ступеня лінії від резонансної частоти.

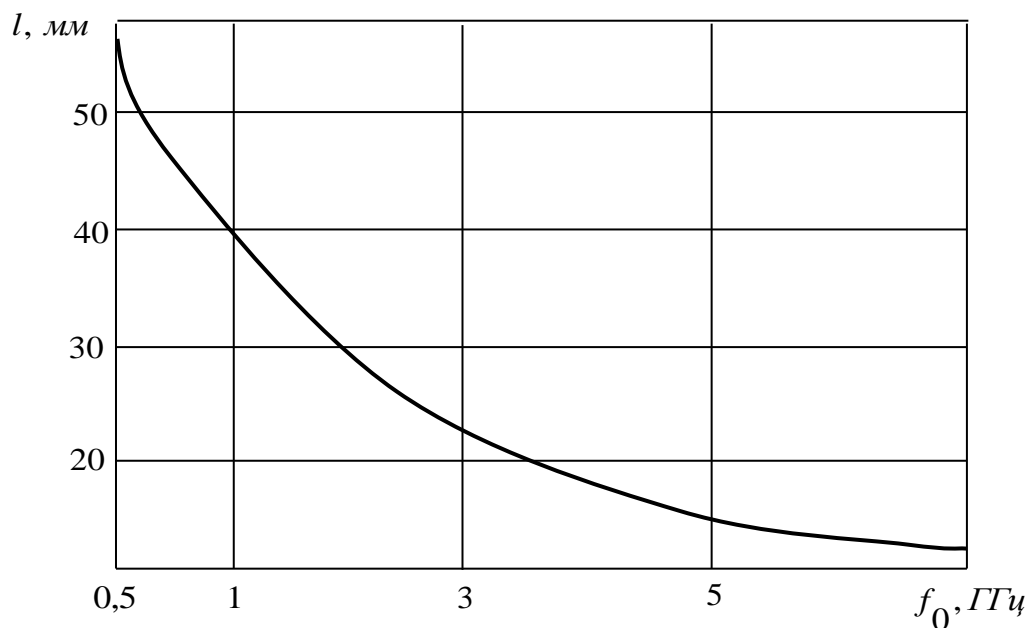


Рис. 3.20. Залежність довжини другого ступеня (сходинки) резонатора від резонансної частоти

2. При використанні полоскових резонаторів доцільно використовувати симетричну конструкцію паралельного типу. Вона забезпечує більше, ніж інші, значення розрядки спектра і має при цьому велику добротність. Довжина, a , отже, і маса всієї конструкції виходить мінімальною. Крім того хвильовий опір резонатора виходить більш плавним і тому простіший у виготовленні. Полоскові резонатори полоскових конструкцій необхідно екранувати з метою зменшення рівня випромінювань [24–30].

3. При виготовленні резонаторів необхідно в першу чергу контролювати значення діелектричної проникності і за даними вимірів здійснювати розрахунок їх геометрії.

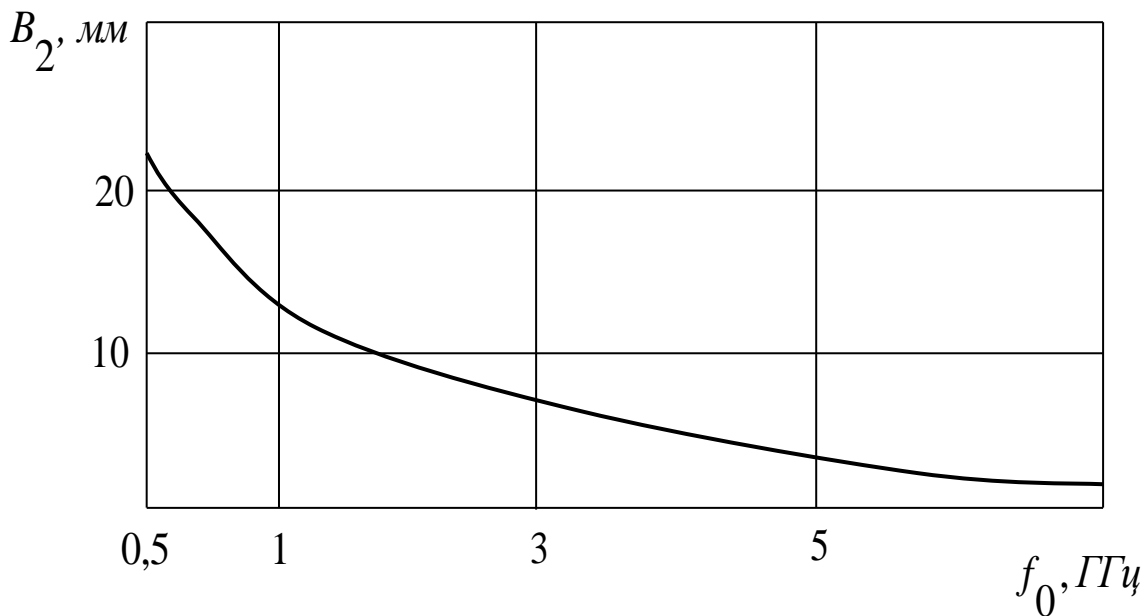


Рис. 3.21. Залежність діаметра зовнішнього провідника другого ступеня резонатора від резонансної частоти

Висновки до розділу

1. За рахунок використання розробленого методу синтезу резонаторів на нерегулярних лініях передачі вдалося синтезувати резонатори з підвищеною добротністю. Зокрема підвищена добротність резонаторів:

- коаксіальних на 5 –30%;
- мікрополоскових на 30 –40%;
- симетричних полоскових на 20 – 30%.

2. В результаті синтезу область загородження резонаторів збільшена:

- коаксіальних в 3 рази;
- полоскові паралельного типу в 2 рази;
- полоскові прохідного типу в 2,5 рази.

3. Розроблено допуски на точність виготовлення елементів конструкції резонаторів. Найбільш сильно на значення добротності впливає зміна діелектричної проникності. Значення ε_r необхідно витримувати з точністю:

- коаксіал – 2%;
- полоскова конструкція – 0,75 – 2,5%.

4. Розроблено пристрій для більш точного вимірювання діелектричної проникності.

5. Розроблено пристрій для вимірювання інтенсивності позасмугових випромінювань, що дозволяє видати рекомендації для необхідної області загородження.

6. Габаритний індекс розроблених резонаторів в 1.2 – 2 рази менше габаритних індексів існуючих аналогів.

7. Показано, що при використанні розроблених резонаторів за рахунок збільшення добротності збільшується дальність розвідки.

8. Дано рекомендації щодо застосування розроблених резонаторів в фільтруючих системах.

9. Результати експериментальних досліджень підтвердили правильність розробленого методу синтезу резонаторів з підвищеною добротністю.

Список використаних джерел у третьому розділі

1. Маттей Д.Л. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т.1. / Д.Л. Маттей, Л. Янг, Е.М.Т.Джонс. – М.: Связь, 1971. - 437 с.
2. Маттей Д.Л. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т.1. / Д.Л. Маттей, Л. Янг, Е.М.Т.Джонс. – М.: Связь, 1971. - 437 с.
3. Gerald C. Alexander, Andreas Weisshaas, Vijai K. Tripathi, Philip C. Magnusson , Philip Cooper . Transmission Lines and Wave Propagation. CRC Press,2000. - 536 p.
4. Fawwaz T. Ulaby. Fundamentals of Applied Electromagnetics. - Prentice Hall, 2003. - 464 p.
5. Справочник по расчёту и конструированию СВЧ полосковых устройств /С.И. Бахарев, В.И. Вольман, Ю.Н.Либ и др. Под ред ВА.И. Вольмана.- Радито и связь, 1982 – 328 с.
6. R. El Arif, "Compact Stepped Impedance Resonator Bandpass Filter with Tunable Transmission Zeros," TELKOMNIKA (Telecommunication Computing Electronics and Control), 2017; 15(4).
7. Y. Wang, Q.-X. Chu, F.-C. Chen, and J.-M. Qiu, "Low insertion loss bandpass filter with controllable transmission zeros using stepped impedance resonator," in Wireless Symposium (IWS), 2015 IEEE International, 2015, pp. 1-4: IEEE.
8. C.-W. Tang, C.-T. Tseng, and S.-C. Chang, "A tunable bandpass filter with modified parallel-coupled line," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 23, no. 4, pp. 190-192, 2013.
9. X. Y. Zhang and Q. Xue, "Novel centrally loaded resonators and their applications to bandpass filters," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 56, no. 4, pp. 913-921, 2008.
10. L. Gao, X. Y. Zhang, B.-J. Hu, and Q. Xue, "Novel multi-stub loaded resonators and their applications to various bandpass filters," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 62, no. 5, pp. 1162-1172, 2014.

11. R. Gómez-García and A. C. Guyette, "Reconfigurable multi-band microwave filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 4, pp. 1294-1307, 2015.
12. Кубалова А.Р., Автоматизированное проектирование микрополосковых фильтров СВЧ. // 57 Юбилейная научно-техническая конференция профессорско- преподавательского состава, научных сотрудников и аспирантов: Материалы кон- ференции / Кубалова А.Р., Кубалов Р.И., Барышников А.М. СПбГУТ. – СПб., 2005. – С. 94.
13. Кубалова А.Р., Томашевич С.В. «Синтез и моделирование микроволновых филь тров»/ Кубалова А.Р., Томашевич С.В. СПб: Издательство СПбГУТ, 2012. – 216 страниц.
14. H. Cui, Y. Sun, W. Wang, and Y.-L. Lu, "Dual-band tunable bandpass filter with independently controllable centre frequencies," *International Journal of Electronics Letters*, vol. 4, no. 3, pp. 336-344, 2016.
15. T. K. Das and S. Chatterjee, "Spurious harmonic suppression in a folded parallel-coupled microstrip bandpass filter by using triangular corrugations," in *Devices for Integrated Circuit (DevIC)*, 2017, 2017, pp. 391-395: IEEE.
16. A. Boutejdar, M. Amzi, and S. D. Bennani, "Design and Improvement of a Compact Bandpass Filter using DGS Technique for WLAN and WiMAX Applications," *TELKOMNIKA (Telecommunication Computing Electronics and Control)*vol. 15, no. 3, 2017.
17. F. Darwis, A. B. Santiko, and N. D. Susanti, "Design of Compact Microstrip U Shape Bandpass Filter Using Via Ground Holes," *TELKOMNIKA (Telecommunication Computing Electronics and Control)*, 2016.
18. Беляков А.Ю., Петров Е.В., Попов В.Е. Штейнгатт А.П. Расчёт СВЧ полосковых фильтров с частотными характеристиками специального вида // *Вестник новгородского государственного университета.*-2015.-№8.-с.45-57.

19. Говард Д., Мартин Г. Высокая скорость передачи цифровых данных: высший курс чёрной магии.: Пер. с англ. - М.: Издательский дом "Вильямс", 2005. – 1024 с.
20. Информационные технологии в радиотехнических системах / Ред. И.Б. Федоров. — М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2003. 671 с.
21. 4. Скляр Б. Цифровая связь. — М., СПб., Киев: Изд-во «Вильямс», 2003. 1098 с.
22. Уильямс Т. ЭМС для разработчиков продукции. — М.: Технология, 2003. 540 с.
23. Цветнов В.В., Демин В.П., Куприянов А.И. Радиоэлектронная борьба: радиомаскировка и помехозащита. — М.: Изд-во МАИ, 1999. – 368 с.
24. Lishchynovska, Kozlovskiy, V., N. Turovsky, O., Balanyuk, Y., Boiko, Y., Consideration of limitations, which are formed by the input signal, on the phase error minimization process during carrier frequency tracking system of synchronization of radio technical device of communication/ International Journal of Advanced Trends in Computer Science and Engineering, 2020, 9(5), P. 8922–8928 (розділ 3)
25. Lishchynovska N., LachnoV., Kasatkin D., Kozlovskiy V., Kravchuk P. A modal and algorithm for detecting spyware in medical information system Scopys. International Journal of Mechanical Engineering and Technologi, Issue 1, January 2019, P. 287-295. (розділ 3)
26. Ліщиновська Н. О. Можливість забезпечення завадостійкості обладнання системи EGNOS RIMS на основі резонаторів на нерегулярних лініях передач. Системи управління, навігації та зв'язку. Полтава : Полтавська політехніка, 2020. Вип. 3(61). С. 146-149. (розділ 3)
27. Ліщиновська Н.О., Туровський О. Л., Панадій С. В. Особливості та завдання щодо оцінювання несучої частоти сучасних супутникових систем передачі даних «Телекомунікаційні та інформаційні технології» Науковий журнал «2020» № 1(66) – С. 174-187(розділ 3)
28. Ліщиновська Н. О., Ільїн О. Ю., Бойко Ю. П. Аналіз автоматизованих систем управління повітряним рухом на прикладі системи EGNOS.

- Телекомунікаційні та інформаційні системи. Київ, Державний університет телекомунікацій, 2020. № 2 (67). С. 40 – 49. (розділ 3)
29. Ліщиновська Н.О., Козловский В.В., Приходько Т.Ю. Модель фантомного каналу утечки інформації по цепі живлення Актуальні питання забезпечення кібербезпеки та захисту інформації: матеріали IV Міжнародна науково-практичної конференції, 2018– С.71-74. (розділ 3)
30. Ліщиновська Н.О., Рижов С.И., Приходько Т.Ю. Проблеми проектування перешкодопридушуючих фільтрів швидкісних цифрових телекомунікаційних систем військової техніки зв'язку Міжнародна науково-технічна конференція "Перспективи розвитку озброєння та військової техніки сухопутних військ" 17-18 травня 2018 року. Львів – 2018.- С.238-239 (розділ 3)

ОСНОВНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ВИСНОВКИ

В результаті дисертаційних дослідження вирішено актуальне наукове завдання щодо розробки науково-методичного апарату синтезу високодобротних резонаторів з розрідженим спектром для фільтруючих систем засобів телекомунікацій. Вирішення поставленого наукового завдання забезпечує розрахунок і можливість побудови фільтруючої системи зі зниженим затуханням в смузі пропускання і розширеною областю затримання, що дозволяє підвищити ефективність роботи телекомунікаційних пристроїв. Дане наукове завдання має суттєве значення для розроблення пристроїв формування, генерування, підсилення, фільтрації, модуляції та демодуляції, кодування, декодування в системах радіотехніки та телекомунікацій. Відсутність аналогічних рішень у нашій країні та за кордоном робить результати досліджень пріоритетними.

Основні результати дисертаційної роботи полягають в такому:

1. Існуючі методи синтезу неоднорідних резонаторів не дозволяють в повній мірі використовувати потенційні можливості неоднорідних ліній передачі. Це обумовлено тим, що відсутні методи розрахунку неоднорідних резонаторів з оптимальними розподіленими параметрами, що забезпечують максимальну добротність при заданій розрядці спектра резонансних частот. У застосовуваних методах не використовується зв'язок добротності резонатора з оптимальною конструкцією за допомогою спектральних характеристик, що не дозволяє повністю використати всі властивості неоднорідних ліній передачі. Дана обставина обмежує застосування неоднорідних резонаторів в частотно-селективних системах.
2. Отримано аналітичні вирази для розрахунку добротності резонатора на відрізку нерегулярної лінії передачі з урахуванням малих втрат в провіднику і діелектрику. Його перевагою є універсальність по відношенню до типу конструкції резонатора і його хвильового опору.
3. Особливість запропонованого методу синтезу резонаторів на нерегулярних лініях передачі полягає в тому, що він розроблений на основі спектрального

підходу до синтезу пристроїв на неоднорідних лініях. Показано, що спектральний метод найбільш ефективний при синтезі неоднорідних резонаторів з урахуванням втрат. Встановлено, що спектральні характеристики відрізка неоднорідної лінії однозначно визначають не тільки хвильовий опір, але і оптимальну конструкцію резонатора, що володіє максимальною добротністю.

4. Розроблено метод синтезу високодобротних резонаторів з розрідженим спектром на відрізках неоднорідних передавальних ліній, в якому завдання визначення оптимальної (з точки зору максимального значення добротності) конструкції, вирішено за допомогою чисельних методів оптимізації.

5. Розроблено математичну модель резонатора з мінімальним числом варійованих параметрів. На основі цієї моделі здійснено синтез резонаторів по полюсах і лишках вхідного опору резонатора і побудована його цільова функція. З використанням чисельних методів оптимізації (метод ковзного допуску, метод деформованого багатогранника) знайдені оптимальні значення полюсів і лишків вхідного опору резонатора, які однозначно визначають хвильовий опір резонатора, що володіє максимальною добротністю при заданому розподілі резонансних частот.

6. Розроблено методи та алгоритми синтезу нерегулярних високодобротних резонаторів, які орієнтовані на типи неоднорідних ліній, що найбільш часто використовуються на практиці (коаксіальна, мікросмужкова, симетрична смужкова лінія передачі). На відміну від відомих способів побудови резонаторів запропонований метод дозволяє одночасно синтезувати розподілені коливальні системи за заданим розподілом резонансних частот в заданій частотній області і величиною добротності основного типу коливань.

7. Проведено оцінку ефективності розроблених резонаторів та показано, що розроблені за запропонованою методикою резонансні системи за своїми характеристиками перевершують відомі аналоги за такими параметрами:

- добротність резонаторів збільшена на 20–40 % в залежності від типу конструкції і заданої розрядки спектра;

- вигрaш в рівні загасання в смузі пропускання резонаторів смужкової конструкції склав 20–30 %; коаксіальної – до 80 %;
- область затримання збільшена в 2 і більше разів;
- рівень позасмугових випромінювань зменшений на 15–25 %;
- вибіркові характеристики пристроїв на базі розроблених резонаторів покращені не менше, ніж на 20 %;
- точність розрахунку резонаторів коаксіальної і полоскової конструкції дозволила скоротити на 20 % обсяг робіт з регулювання;
- масо-габаритні показники розроблених резонаторів зменшені в 1,2–2,0 рази, що відповідає вимогам програми комплексної мініатюризації радіотехнічних пристроїв.

8. Обґрунтовано допуски на точність дотримання цих параметрів. Розроблено рекомендації щодо контролю в процесі виробництва найбільш важливих (з точки зору електричних характеристик) параметрів конструкції і діелектричних матеріалів, використовуваних при виготовленні резонаторів.

9. Достовірність отриманих результатів підтверджується:

- використанням у математичній моделі загальноприйнятих апробованих припущень;
- задовільним співпадінням розрахункових характеристик з характеристиками, отриманими в результаті експериментальних досліджень.

10. Результати досліджень прийняті до впровадження в Комунальному підприємстві «Міжнародний аеропорт «Київ» (Жуляни), для усунення перешкод, які формуються в супутникових радіонавігаційних системах, що забезпечують можливість функціонування апаратури системи EGNOS RIMS в Україні; та в навчальному процесі кафедри засобів захисту інформації Національного авіаційного університету, що підтверджено актами впровадження.

11. Перспективними шляхами подальших досліджень у зазначеному напрямку може бути широке коло питань щодо розробки нових та удосконалення існуючих

методик підвищення добротності резонаторів з оптимальною конструкцією за допомогою спектральних характеристик, що орієнтовані на різні типи неоднорідних передавальних ліній в частотно-селективних системах.

ДОДАТОК А
АКТИ ВПРОВАДЖЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЙНОГО
ДОСЛІДЖЕННЯ



Комунальне підприємство
Міжнародний аеропорт
“Київ” (Жуляни)

Україна, 03036, м. Київ, Повітрофлотський пр.79, Аеропорт “Київ” (Жуляни), телефон – (380 44) 339-29-44, факс – 243-15-96,
E-Mail: ukkk@airport.kiev.ua, IBAN: UA58300465000000260043011721 в АТ «Державний ощадний банк України»
м. Києва, МФО – 300465, ПІН – 011315126653, номер свідоцтва – 200028163, код ЄДРПОУ – 01131514

АКТ
впровадження результатів дисертаційного дослідження
Ліщиновської Наталії Олександрівни

Цей акт складено на підтвердження того, що результати наукових досліджень у рамках дисертаційної роботи «Метод синтезу розподілених високодобротних резонаторів з розрідженим діапазоном частот для радіотехнічних пристроїв та засобів телекомунікацій» використані в практичній діяльності Комунального підприємства міжнародний аеропорт “Київ” (Жуляни).

У 2018 року міжнародний аеропорт “Київ” (Жуляни) визначено переможцем в розташуванні контрольно-коригуючих станцій EGNOS RIMS на території України. Таке рішення було ухвалено завдяки підтримці Державного космічного агентства України, Європейського агентства ГНСС (GSA) та представників Європейської комісії.

Але проведенні силами підрядника Європейського агентства ГНСС (GSA) обстеження електромагнітної обстановки в місці майбутнього розташування контрольно-коригуючих станцій EGNOS RIMS на території аеропорту виявила низку проблем.

Одним із ключових критеріїв вибору місця є радіочастотне середовище, оскільки умови навколишнього середовища мають безпосередній негативний вплив на ефективність системи EGNOS. Виявляється, що вимірювання, проведені в ході дослідження, висвітлили джерела перешкод, потужність яких перевищує необхідний рівень у використовуваних діапазонах частот GPS L1 та L2. Крім того перешкоди з найвищою амплітудою є безперервними. Це призводить до значного перевищення специфікації для EGNOS, оскільки ці перешкоди негативно вплинуть на характеристики приймача EGNOS RIMS.

Для нормалізації рівнів електромагнітних полів було рекомендовано застосовувати метод синтезу резонаторів на нерегулярних лініях передачі. На відміну від відомих способів побудови резонаторів запропонований метод дозволяє одночасно синтезувати розподілені коливальні системи за заданим розподілом резонансних частот в заданій частотній області і величиною добротності основного типу коливальних систем. Застосування запропонованих резонаторів є ефективним для усунення перешкод, які впливають на сигнали

супутникових радіонавігаційних систем, що забезпечать можливість функціонування станцій EGNOS RIMS в Україні.

Застосування результатів дисертаційної роботи Ліщиновської Н.О. дало можливість підвищити обґрунтованість прийняття управлінських рішень щодо можливості розташування контрольно-коригуючих станцій EGNOS RIMS на території аеропорту. Дані результати дозволять реалізувати Постанову Кабінету Міністрів України від 25.10.2017р. № 1106, якою передбачено встановлення станції Європейської геостационарної навігаційної супутникової системи EGNOS на території України.

Технічний директор
КП МА «Київ» (Жуляни)
д.т.н., проф.



А. В. Міщенко