

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

Радіотехнічний факультет

(повна назва інституту/факультету)

Радіотехнічні пристрої в мо систем

(повна назва кафедри)

«На правах рукопису»

УДК _____

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри

С.М.
(підпис)

С.В. Мук
(ініціали, прізвище)

«16» грудня 2019 р.

Магістерська дисертація

за спеціальністю

172 Телекомунікації та радіотехніка

за спеціалізацією

Радіотехнічні інформаційні технології

(код і назва спеціальності)

на тему:

Нові хвильово-модульні методи дослідження
із змінним розширенням смуги загруднення

Виконав (-ла): студент (-ка) 6 курсу, групи РТ-81.01

(шифр групи)

Метмен Євгеній Володимирович

(прізвище, ім'я, по батькові)

(підпис)

Науковий керівник

ст. викл. Радченко Микола Миколайович

(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали)

(підпис)

Консультант ох. праці

(назва розділу)

к.т.н., доц. Каштанов С.Ф.

(науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ініціали)

(підпис)

Рецензент

доц. к.т.н. Топ, к.т.н. Маринюк С.В.

(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

(підпис)

Засвідчую, що у цій магістерській
дисертації немає запозичень з праць
інших авторів без відповідних
посилань.

Студент

(підпис)

Київ – 2019 року

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут
імені Ігоря Сікорського»

Факультет (інститут)

Радіотехнічний факультет
(повна назва)

Кафедра

Радіотехнічних пристроїв і систем
(повна назва)

Рівень вищої освіти – другий (магістерський) за освітньо-професійною програмою

Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка

спеціалізація Радіотехнічні інформаційні технології
(код і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

О.М. С.В. С.В.
(підпис) (ініціали, прізвище)

«10» вересня 2019 р.

ЗАВДАННЯ

на магістерську дисертацію студенту

Мотиску Євгену Валерійовичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема дисертації: Нові явищеорно-математичні методи розрахунку
із розширенням розширенням методу розрахунку

науковий керівник дисертації Олександр Михайлович Мотиско
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом по університету від «12» листопада 2019 р. № 3881-С

2. Строк подання студентом дисертації 14 грудня 2019 р.

3. Об'єкт дослідження Інтервальні методи розрахунку
розширенням розширенням

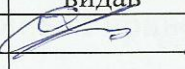
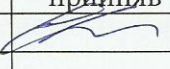
4. Предмет дослідження (вихідні дані для магістерської дисертації за освітньо-професійною програмою) розробка математичної моделі
розширенням розширенням

5. Перелік завдань, які потрібно розробити Провести аналіз існуючих
технологій, розробити структуру розширення, реа-
лізувати аналіз розширення, розробити
структуру розширення, підтвердити результати експериментально.

6. Орієнтовний перелік ілюстративного (графічного) матеріалу векторна презентація 10 слайдів

7. Орієнтовний перелік публікацій Реферативний на конкурсний

8. Консультанти розділів дисертації*

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Охорона праці	Каштанов С.Ф., к.т.н., доцент		

9. Дата видачі завдання 10 вересня 2019р

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Строк виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1.	Аналіз існуючих технологій	10.09.2019 - 17.09.19	Виконано
2.	Дослідження нормативного регулювання	17.09.19 - 10.10.2019	Виконано
3.	Визначення потенційних досліджень	10.10.2019 - 25.10.2019	Виконано
4.	Реалізація досліджень на PIR	25.10.2019 - 10.11.2019	Виконано
5.	Створення технічної частини дисертації	10.11.2019 - 25.11.2019	Виконано
6.	Виконання експериментальних досліджень НДХ	25.11.2019 - 30.11.2019	Виконано
7.	Вираба розділу охорони праці	30.11.2019 - 05.12.2019	Виконано
8.	Виробка розділу технічної частини	13.12.19	Виконано

Студент

Науковий керівник дисертації

(підпис)

(підпис)

(ініціали, прізвище)

(ініціали, прізвище)

* Консультантом не може бути зазначено наукового керівника

ЗМІСТ

Перелік скорочень.....	8
1 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ.....	9
1.1 Розробка фільтрів із покращеними характеристиками вибірконості у суміжних із основною смугах частот.....	11
1.2 Розробка фільтрів з розширеною смугою непропускання.	20
2 резонансні частоти хвильоводно-щілинного резонатора із ступінчастою зміною імпеданса	32
3 розрахунок хвильоводно-планарних фільтрів на резонаторах із ступінчастою зміною імпеданса	50
3.1 Постановка задачі і підходи до її вирішення	50
3.2 Приклад прямого синтезу фільтра.	52
3.2.1 Порядок синтезу фільтра. Класичний підхід [1].....	53
3.3 Модифікація класичної методики синтезу.....	67
3.4 Розрахунок хвильоводно-планарних фільтрів із ступінчастою зміною імпедансу.....	70
4 РЕЗУЛЬТАТИ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ.....	78
5 Розроблення Стартап-проекту	81
5.1 Опис ідеї проекту	81
5.2 Технологічний аудит ідеї проекту.....	83
5.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту.....	84
5.4 Розроблення ринкової стратегії проекту	89
5.5 Розроблення маркетингової програми стартап-проекту.....	91
Висновки за розділом	94

6 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА У НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ	95
6.1 Визначення основних потенційно небезпечних і шкідливих виробничих чинників при виконанні науково–дослідної роботи.	95
6.2 Технічне рішення та організаційні заходи з безпеки і гігієни праці та виробничої санітарії.	96
6.2.1 Електробезпека.....	96
6.2.2 Правила безпеки під час експлуатації електронно-обчислювальних машин	98
6.2.3 Вимоги до приміщень в яких розміщені ЕОМ	98
6.2.4 Відповідність параметрів мікроклімату в робочій зоні санітарним нормам.....	101
6.2.5 Вимоги до освітлення робочих місць користувачів відеодисплейних терміналів персональних електронно–обчислювальних машин.	102
6.2.6 Виробничий шум.....	102
6.3 Безпека в надзвичайних ситуаціях	104
6.3.1 Обов’язки та дії персоналу у разі виникнення надзвичайної ситуації	104
6.3.2 Вимоги щодо організації ефективної роботи системи оповіщення персоналу при надзвичайних ситуаціях.	105
6.3.3 Пожежна безпека.....	107

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

НВЧ — Надвисокі частоти

МСЛ — мікросмужкова лінія

ХЩЛ — Хвильоводно-щілинна лінія

ПСМЛ — Підважена мікросмужкова лінія

SIR — Step-impedance resonators

ГІС — Гібридно-інтегральна схема

ФНЧ — Фільтр низьких частот

АЧХ — Амплітудно-частотна характеристика

КСХ — Коефіцієнт стоячої хвилі

1 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ

Фільтри є однією з головних складових частин апаратури різного функціонального призначення, що працює у надвисокочастотному (вище 1 ГГц) діапазоні частот. Завдяки їм забезпечується електромагнітна сумісність роботи систем зв'язку, радіолокаційних засобів, розв'язка приймальних і передавальних пристроїв в межах однієї системи, фільтрація внутрішніх завад тощо. Широке розповсюдження систем, що працюють в надвисокочастотному діапазоні, призвело до значного ущільнення частотного плану, виконання умов якого, в свою чергу, значно підвищило вимоги до селективних властивостей надвисокочастотних фільтрів. При цьому необхідність засвоєння радіотехнічними засобами нових, відносно вільних діапазонів радіоспектра, зокрема частот міліметрового діапазону довжин хвиль, викрило щодо розробки фільтрів принципові проблеми, оскільки реалізувати вимоги до селективності на частотах вище 20 ГГц в рамках відомих підходів виявляється неможливим. Так, згідно із стандартом, прийнятим стосовно радіорелейних систем в діапазоні частот 37,0 - 39,5 ГГц, рознесення між смугами частот передавальної й приймальної станцій може становити 140 МГц, тобто лише 0,4% від несучої частоти. Забезпечити відповідну таким вимогам фільтрацію складно, тим більше що реалізація фільтра повинна забезпечувати малі втрати, аби не погіршувати енергетичні характеристики каналу зв'язку. У довгохвильовій частині сантиметрового діапазону до необхідності забезпечити високу вибірковість по сусідніх смугах частот фільтрація має гарантувати придушення позасмугових випромінювань, величина якого, в залежності від діапазону частот, може сягати 60-80 дБ. Для смугового фільтру, що працює, наприклад, в діапазоні частот 2 – 3 ГГц це означає необхідність контролювати його робоче загасання до частот 8 – 10 ГГц, тобто в діапазоні 3- 4 октав, що є абсолютно новою вимогою до електричних характеристик і зумовлює перегляд підходів до його розробки.

Розробка сучасних фільтрів із покращеними характеристиками вибіркової ускладнюється тим, що вони мають відповідати вимогам повторюваності характеристик без будь яких дій щодо їх налаштування. Це зумовлено економічними причинами, з яких масовий випуск пристроїв, що використовують НВЧ технології, можливий тільки із застосуванням сучасних прийомів виробництва, які виключають традиційну для старих підходів участь людини у виробництві цих пристроїв. Таким чином фільтри сучасних НВЧ систем мають бути виготовлені методами інтегральної технології, яка гарантує точність, повторюваність характеристик без додаткового налаштування і, водночас, низьку вартість виробу.

Із сказаного можна сформулювати основні проблеми, пов'язані із розробкою фільтрів сучасних надвисокочастотних систем. Це проблеми розробки смугових фільтрів із підвищеними вимогами щодо вибіркової у суміжних смугах частот, розширення смуги непрозорості вдалині від основної смуги частот пропускання, зменшення втрат в смузі пропускання і реалізація зазначених вимог в інтегральних конструкціях фільтрів. Перераховані проблеми стосуються всіх НВЧ фільтрів, однак особливо гостро стоять у області розробки фільтрів у міліметровому і субміліметровому діапазонах довжин хвиль (частоти вище приблизно 20 ГГц), оскільки власна добротність резонаторів, побудованих на інтегральних лініях передачі, тут швидко падає з частотою. Нижче в огляді літератури розглянуті результати сучасних робіт, які демонструють основні підходи до вирішення зазначених проблем. При цьому основну увагу приділено фільтрам міліметрового діапазону, засвоєння якого системами, пов'язаними із НВЧ технологіями, просувається сьогодні дуже швидко.

1.1 Розробка фільтрів із покращеними характеристиками вибіркової у суміжних із основною смугах частот.

На рис.1.1. наведена типова характеристика смугово-пропускаючого (надалі, просто смугового) фільтра. Фільтр має основну смугу пропускання (прозорості) між частотами f_1 і f_2 . Рівень втрат в ній у відсутності дисипації визначається типом характеристики фільтра і дорівнює L_s - величині, яку досягають втрати на границі смуги пропускання. Вибірковість фільтру у суміжних із смугою пропускання смугах частот визначається величиною втрат L_A і частотами f_{A1} і f_{A2} , на яких цей рівень втрат фільтра досягається. В загальному випадку $f_{A1} \neq f_{A2}$, тобто частотна характеристика фільтра несиметрична.

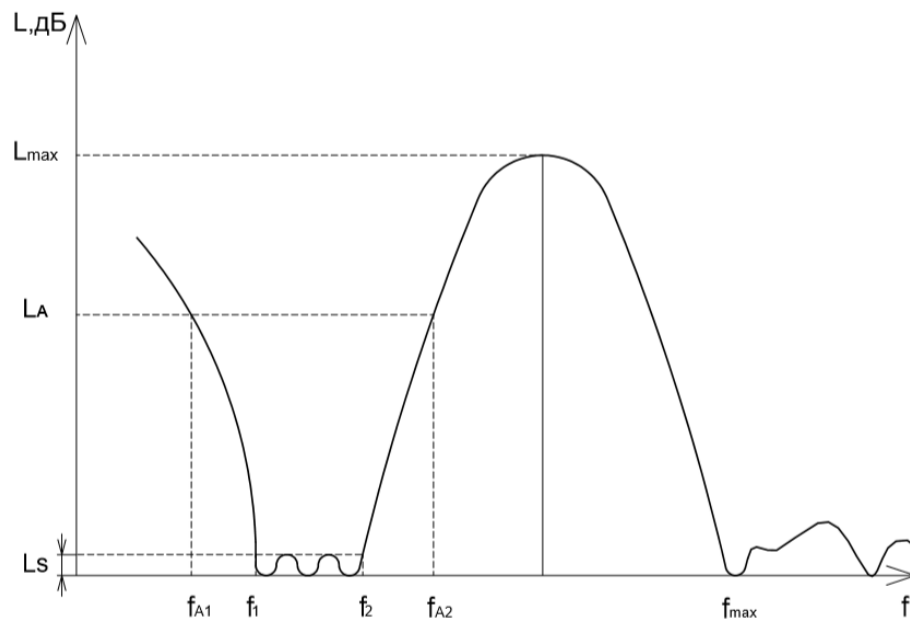


Рис.1.1

Оскільки смугові НВЧ фільтри будуються на базі відрізків ліній передачі, їх частотна характеристика співпадає із достатньою для практики формою з частотною характеристикою класичного смугового фільтра на зосереджених резонаторах (рис.1.2) тільки у безпосередній близькості від смуги пропускання. Наявність резонансів вищих типів у розподілених резонаторах призводить до появи додаткових смуг пропускання фільтра і,

відповідно, до того, що само загасання між смугами не перевищуватиме величини L_{max} . Все це з точки зору функцій фільтра означає погіршення селективних якостей фільтра. А оскільки характеристика фільтра у вищих смугах пропускання не обов'язково повторює таку у основній (це залежить від конкретної реалізації резонаторів), часто можна стверджувати взагалі про втрату його вибірковості, причому вже на частотах, що всього в $1,2 \div 1,3$ рази перевищують частоту основної смуги пропускання.

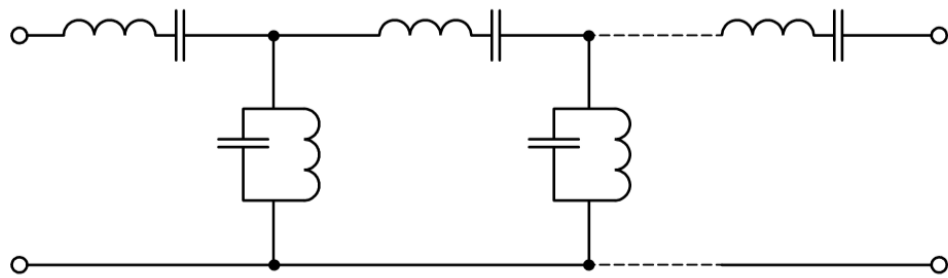


Рис.1.2

Методи, покладені в основу розробки фільтрів із підвищеною селективністю у суміжних смугах частот і вдалині від неї, принципово різні. Розглянемо побудову фільтрів, які реалізують першу із сформульованих характеристик. За методами реалізації фільтри з покращеними характеристиками у суміжних із основною смугах частот можна умовно поділити на три групи. До першої відносяться фільтри зі складною структурою резонаторів (еквівалентна схема показана на рис.1.3).

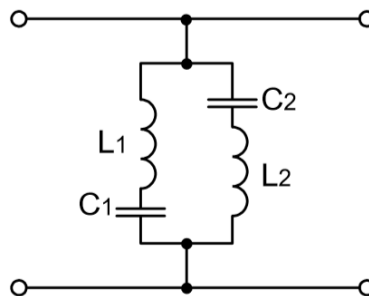


Рис.1.3

Топологія елементів, що утворюють резонатор, розраховується так, щоб послідовні резонанси контурів L_1, C_1 і L_2, C_2 розташовувалися вище і нижче

центральної частоти смуги пропускання, яка співпадає із частотою паралельного резонансу обох гілок схеми. Мікросмужкова реалізація фільтра з такими резонаторами досліджувалась у [1],[2]. Резонатори такого фільтра (рис.1.4) утворюються паралельними розімкненими шлейфами довжиною менше і більше чверті довжини хвилі. Відрізки мікросмужкової лінії (МСЛ) між резонаторами – чвертьхвильові, що слугують інверторами опору. Синтез такого фільтра включає вимоги до частот полюсів характеристики загасання, виконання яких можливе при належному виборі хвильового опору ліній шлейфів.

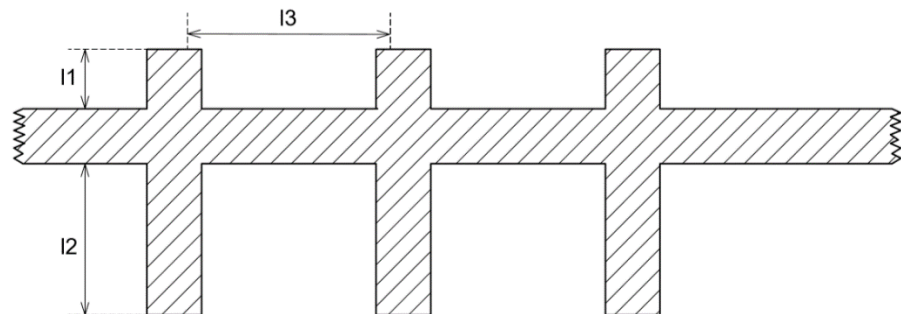


Рис.1.4

В роботі [2] детально розглянуто спотворення очікуваних характеристик подібних фільтрів за рахунок електромагнітної взаємодії шлейфів і методи уникнення цього небажаного явища. Реалізацію розглядуваного методу у міліметровому діапазоні довжин хвиль доцільно робити на базі хвилеводно-щілинної лінії (ХЩЛ), втрати в якій значно нижчі, ніж у МСЛ. Це було зроблено в [3]. Досліджувана топологія зображена на рис.1.5,

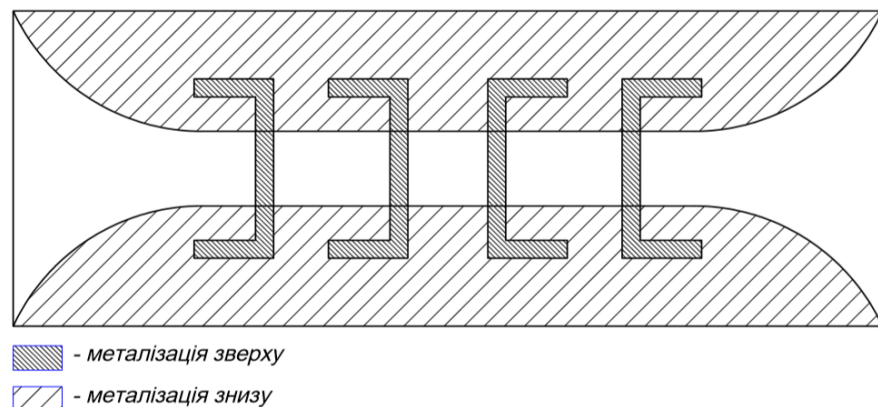


Рис.1.5

залежність коефіцієнта передачі від довжини друкованого провідника, що перетинає щілину ХЩЛ на зворотній по відношенню до гребенів ХЩЛ стороні, на частоті 31,0 ГГц показана на рис.1.6. На рис.1.7 зображена характеристика загасання чотирирезонаторного фільтра.

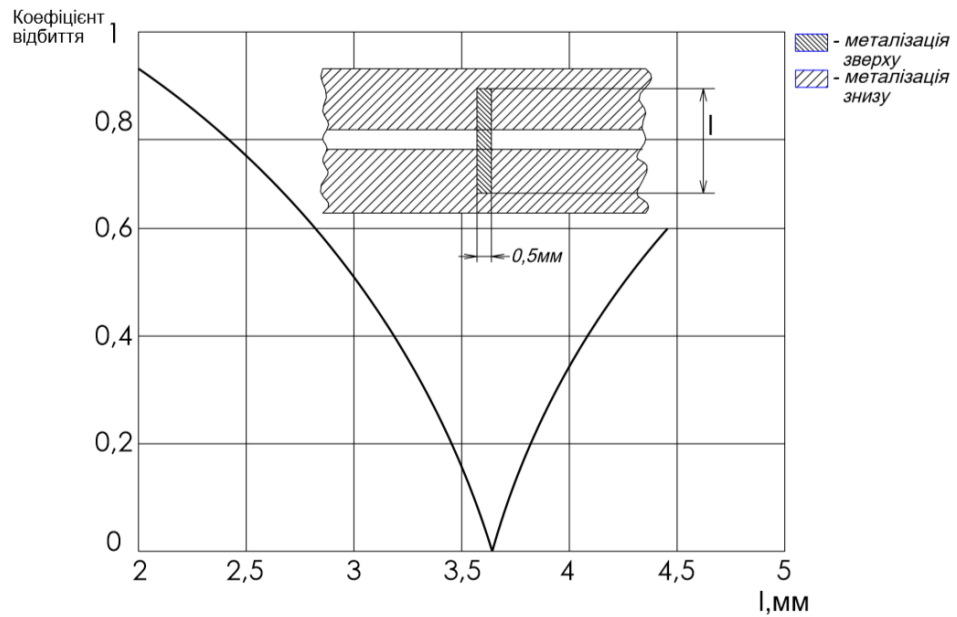


Рис.1.6

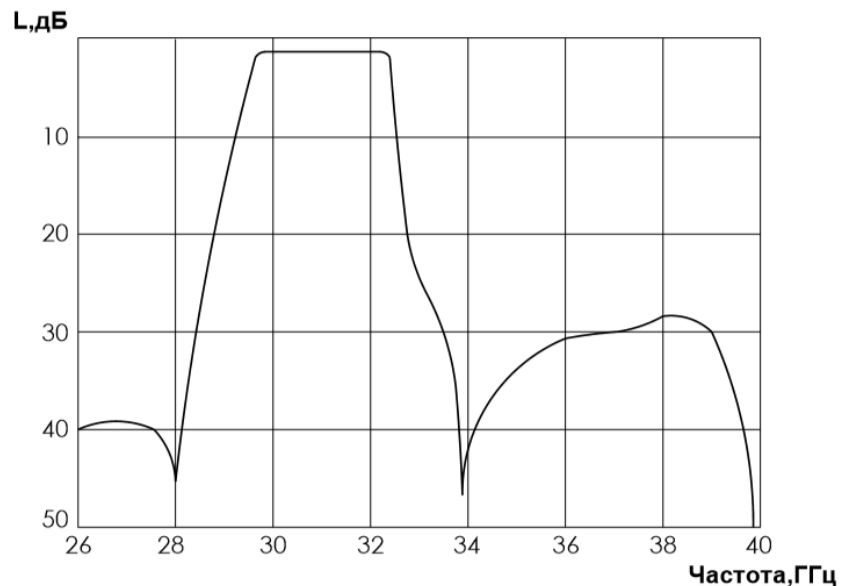


Рис.1.7

Ідеї, запропоновані в [1] - [3], набули розвитку в ряді пізніших робіт [4] - [7], в яких полюса характеристик загасання біля границь смуги прозорості

досягаються завдяки розташуванню смужок металу на підкладинці, розташованій в Е-площині прямокутного хвильоводу (рис.1.8 [5]). Фактично

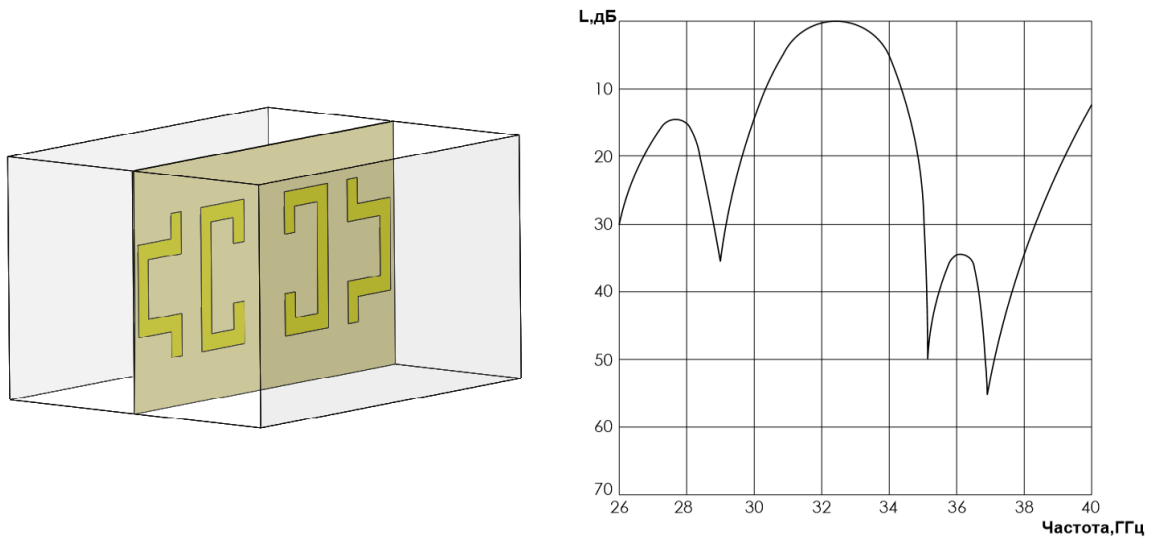


Рис.1.8

резонаторами слугують відрізки підваженої мікросмужкової лінії (ПМСЛ), втрати в якій значно менші, ніж у МСЛ, що дозволяє реалізувати інтегральні фільтри із незначними втратами на частотах міліметрового діапазону довжин хвиль. Втрати у діелектричних підкладинках розглянутих структур збільшують втрати фільтрів, що особливо відбивається на характеристиках фільтрів на частотах вище 30 – 40 ГГц. Це спонукає до розробки конструкцій розглядуваної групи фільтрів, в яких діелектрик відсутній. Прикладом є фільтр на чисто металевій структурі, розміщуваний в Е-площині прямокутного хвильоводу [8], рис.1.9. Структура зберігає всі властивості інтегральної, оскільки може бути також виготовленою методами масового виробництва.

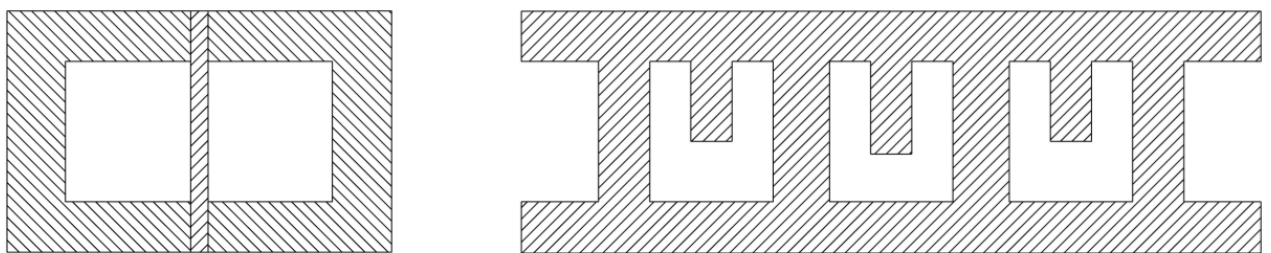


Рис.1.9

Другу групу фільтрів із покращеною характеристикою вибірковості у суміжних смугах частот складають фільтри із додатковими зв'язками між несусідніми резонаторами. Принцип дії механізму додаткового зв'язку пояснюється на рис.1.10 – 1.15.

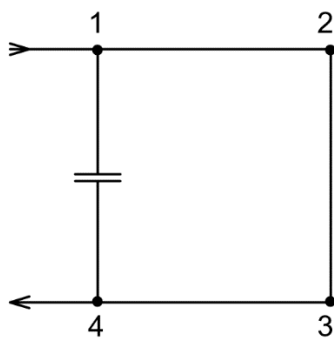


Рис.1.10

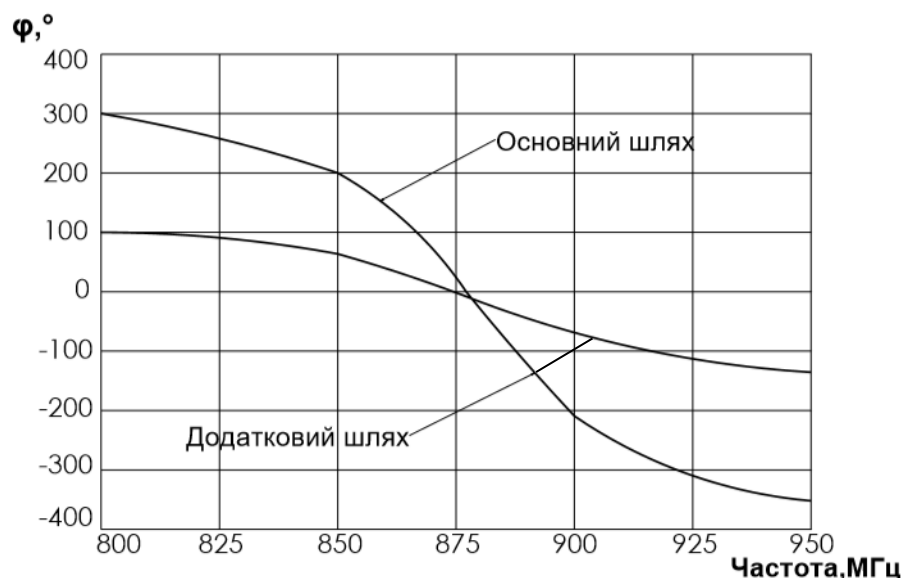


Рис.1.11

На рис.1.10 схематично показаний чотирьохрезонаторний фільтр із додатковим ємнісним зв'язком між першим і четвертим резонаторами (резонатори умовно зображені темними квадратами). Видно, що наявні два шляхи проходження сигналу з входу – основний, вздовж каскадно з'єднаних резонаторів і додатковий – через ємність. Частотна залежність фази коефіцієнтів передачі вздовж зазначених шляхів для прикладу зображені на рис.1.11 [9]. З останнього рисунку видно, що для основного шляху фазова

залежність крутіша, а отже в резонаторі 4 буде мати місце суперпозиція двох сигналів із різними фазовими значеннями, а саме, на центральній частоті сигнали будуть синфазними, а на частотах, що відповідають краям смуги пропускання – протифазними.

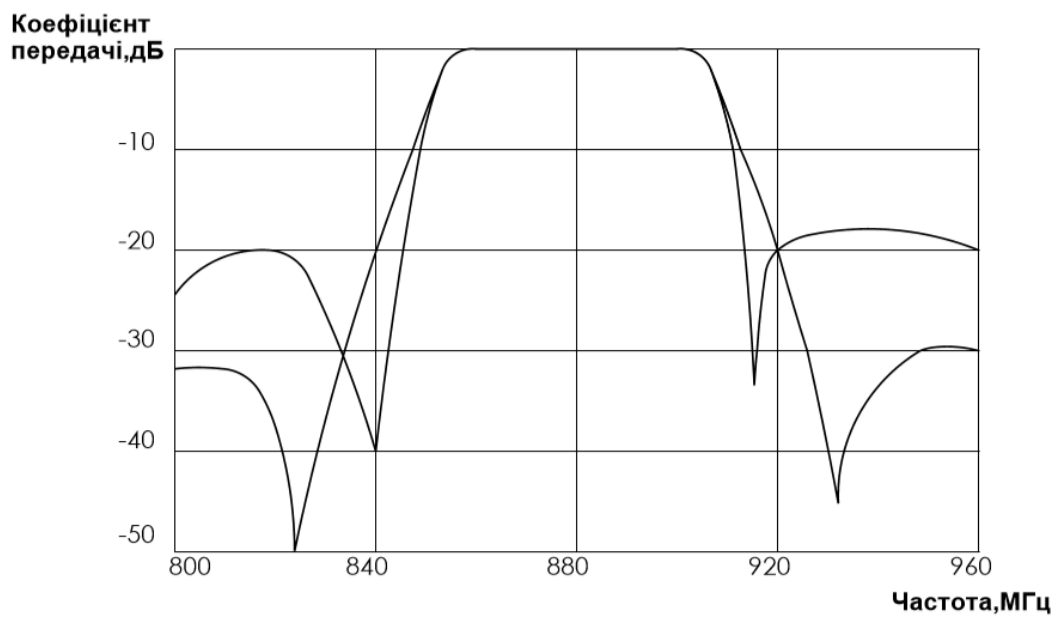


Рис.1.12

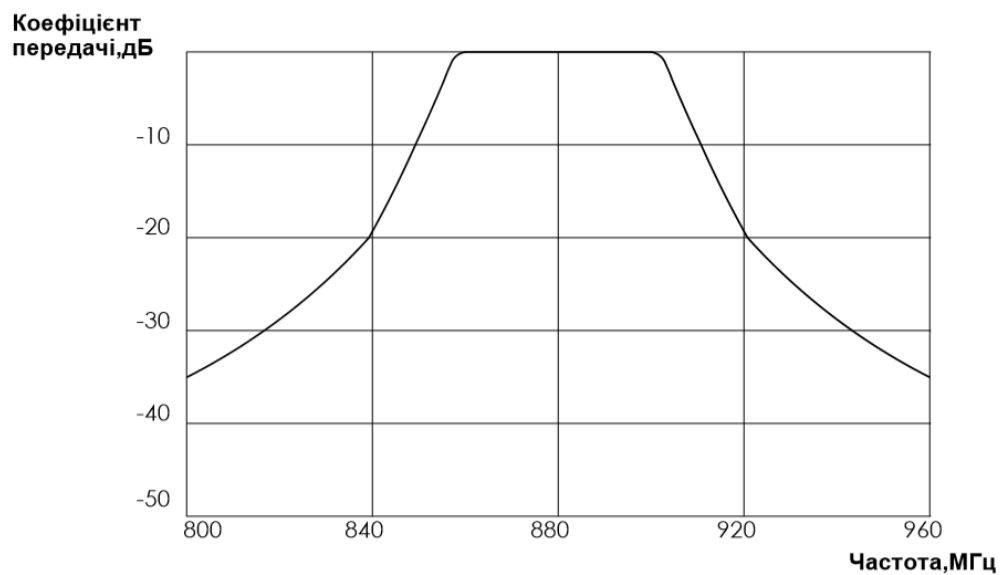


Рис.1.13

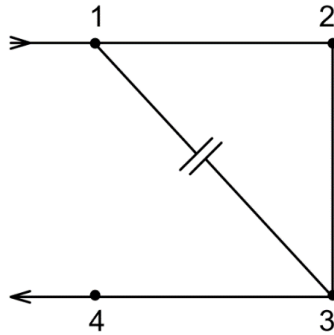


Рис.1.14

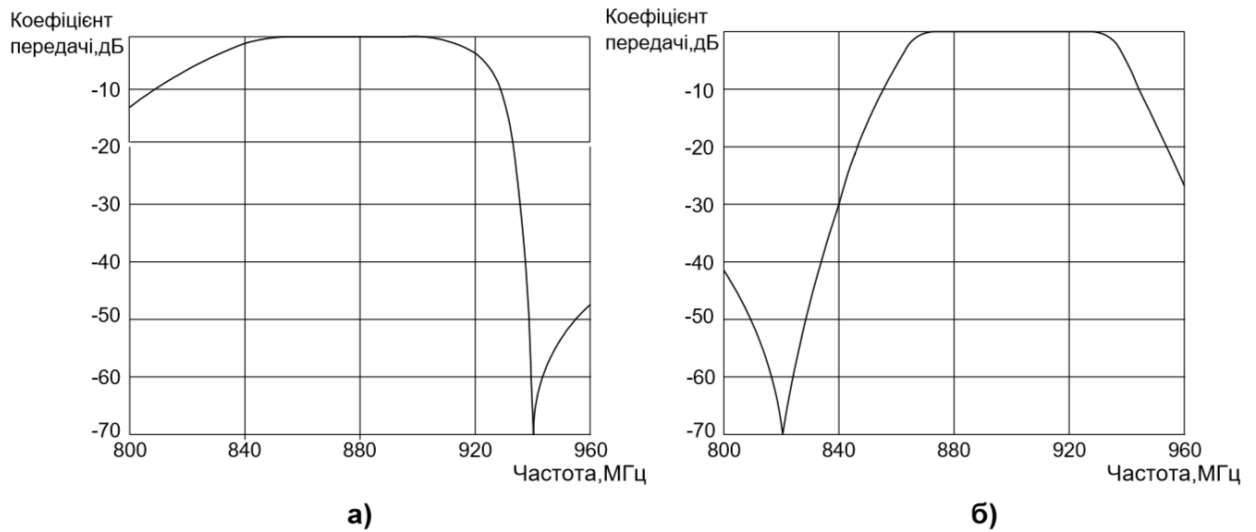


Рис.1.15

Це призводить до появи двох провалів на характеристиці передачі фільтра і, відповідно, до покращення селективності у суміжних смугах частот (рис.1.12, дві частотні характеристики на рисунку відповідають фільтрам із різною величиною додаткового зв'язку). Зауважимо, що зміна знаку реактивності додаткового зв'язку (в даному разі на індуктивний) призводить до порушення зазначених фазових закономірностей і частотна характеристика набуває вигляду, звичайного для класичних смугових фільтрів (рис.1.13). Зауважимо також, що введення додаткового зв'язку такого типу призводить до суттєвого впливу на фазову характеристику фільтра в смузі пропускання і при належному розрахунку в значній мірі може лінеаризувати її. Схема фільтра за рис.1.10 зображує симетричне розташування полюсів загасання фільтра відносно його смуги пропускання. Асиметрія характеристики фільтра може

бути досягнена застосуванням зв'язку, що пропускає непарну кількість резонаторів (рис.1.14). В залежності від виду зв'язку (ємнісний, індуктивний) умова протифазності буде виконуватися на різних частотах, що спричинить розташування провалів на характеристиці загасання з нижнього, або верхнього краю смуги пропускання фільтра (рис.1.15а,б). Прикладом практичної реалізації розглядуваного метода покращення вибіркової фільтра у суміжних смугах частот можуть бути фільтри на згорнутих металевих структурах [10] в Е-площині прямокутного хвильоводу, розроблені в [11] і використані в цій же роботі для побудови дуплексеру з високими електричними і технологічними параметрами.

Нарешті, третю групу розглядуваних фільтрів складають інтегральні пристрої, в яких полюси функції робочого загасання вносяться додатковими елементами топології фільтрів, які можуть бути включеними до складу його резонаторів, або розташовані за межами фільтра, але в межах однієї тої ж планарної структури фільтра. Прикладом такої розробки є фільтр на металевій структурі в Е-площині прямокутного хвильоводу [12]. Структура фільтра показана на рис.1.16; на рис.1.17 зображено частотну характеристику його втрат (суцільна лінія) порівняно з характеристикою звичайного фільтра без резонаторів 1,2, які забезпечують полюси загасання.

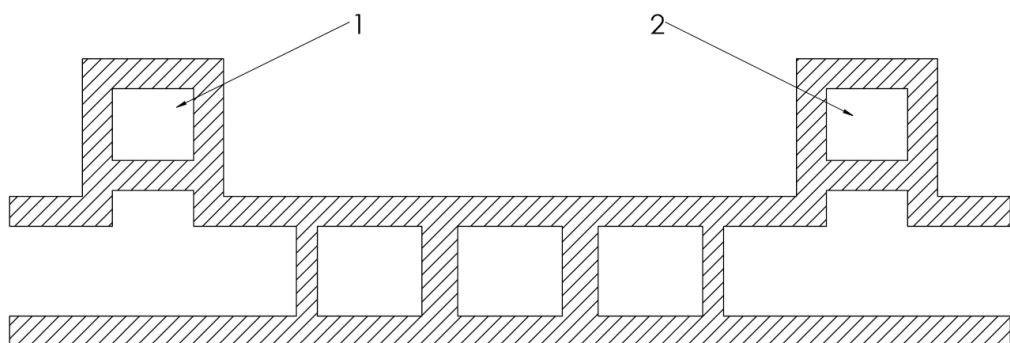


Рис.1.16

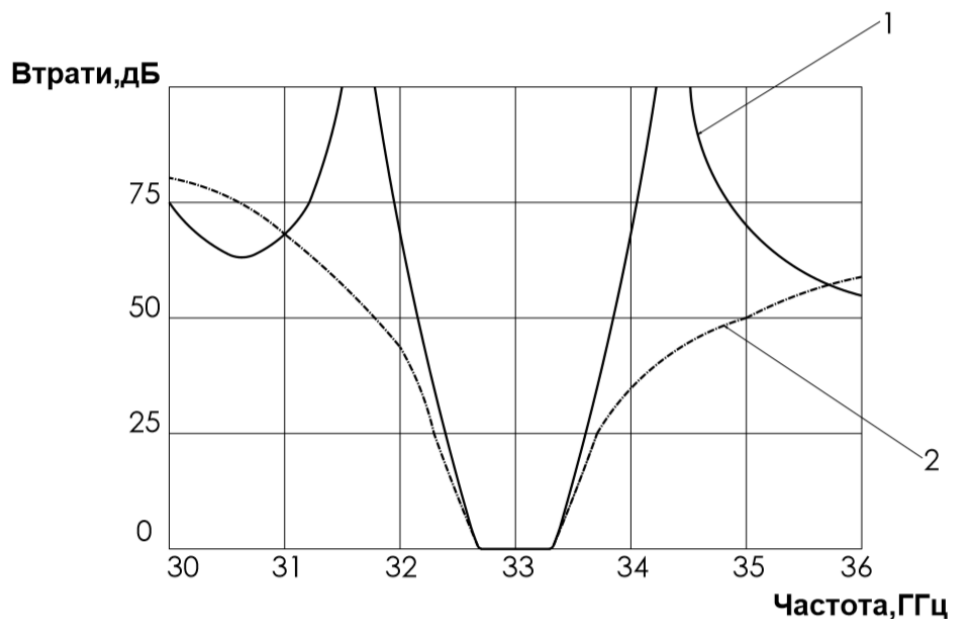


Рис.1.17

1.2 Розробка фільтрів з розширеною смугою непропускання.

Як вже було відмічено раніше, забезпечення необхідного рівня загасання вдалині від смуги прозорості фільтра становить не менш важливу і складну для реалізації проблему у створенні сучасної апаратури. Якщо 15 – 20 років тому типові вимоги до цього параметру фільтрів короткохвильової частини дециметрового і сантиметрового діапазонів складали не більше 30 – 40 дБ, а для фільтрів міліметрового діапазону - не більше 20 - 30 дБ, або взагалі не висувалися, то сьогодні, з огляду на значне збільшення номенклатури і кількості НВЧ приладів, вони становлять 50 – 60 дБ для всіх діапазонів частот, робота в яких регламентується адміністраціями радіозв'язку. При цьому, як підкреслювалося раніше, технологія виготовлення фільтрів має бути максимально наближеною до інтегральної, яка забезпечить повторюваність характеристик без настроювання зразків і, відповідно, незначну їх вартість у виробництві.

Хоча підходів до вирішення зазначеної проблеми існує декілька, виділимо для подальшого розгляду два, які вирізняються ідеологією, але об'єднані планарною технологією виготовлення.

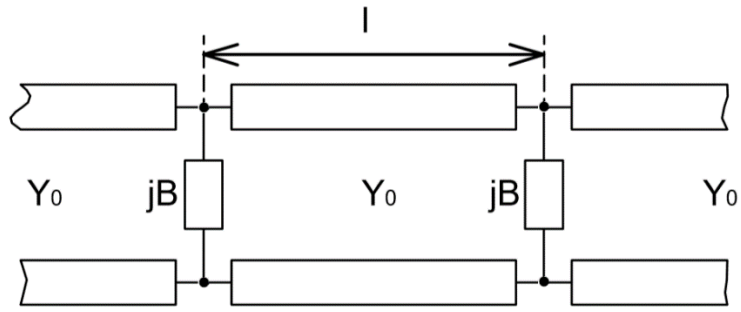


Рис.1.18

Фільтри першої групи побудовані на однорідних напівхвильових резонаторах. Розширення смуги частот загородження досягається за рахунок вибору типу ліній резонаторів і зв'язків між ними. Умова резонансу розглянутої для прикладу структури, зображеної на рис.1.18, має вигляд:

$$\varphi - \beta l = n\pi ,$$

де φ – фаза коефіцієнту відбиття формуючої неоднорідності зі сторони вхідної лінії передачі із провідністю Y_0 , β – фазова стала у лінії резонатора, $n=0, \pm 1, \dots$. Фаза коефіцієнта відбиття для формуючих резонатор реактивних провідностей

$$\varphi = \begin{cases} \frac{\pi}{2} + \arctg \frac{|B|}{2Y_0} & \text{при } B < 0, \\ -\frac{\pi}{2} - \arctg \frac{|B|}{2Y_0} = \frac{3\pi}{2} - \arctg \frac{|B|}{2Y_0} & \text{при } B > 0 \end{cases} \quad (1.2)$$

Звідси знаходимо рівняння для частот основного і першого вищого типів резонатора :

$$\begin{aligned} B < 0, n = 0, -1; \quad \varphi(\omega_1) - \beta(\omega_1)l &= 0 \\ \varphi(\omega_2) - \beta(\omega_2)l &= -\pi \end{aligned} \quad (1.3)$$

$$\begin{aligned} B > 0, n = 1, 0; \quad \varphi(\omega_1) - \beta(\omega_1)l &= \pi \\ \varphi(\omega_2) - \beta(\omega_2)l &= 0. \end{aligned} \quad (1.4)$$

Проаналізуємо отримані співвідношення. Із (1.2) при $B < 0$ маємо для відношення зазначених частот:

$$m = \frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{V_{\Phi 1}}{V_{\Phi 2}} \left(\frac{\varphi(\omega_1) + \pi}{\varphi(\omega_2)} \right), \quad (1.5)$$

де $V_{\Phi 1,2}$ - значення фазових швидкостей у лінії резонатора на частотах резонансу. Оскільки фаза коефіцієнта відбиття при цьому змінюється в межах від $\pi/2$ до π з (1.5) маємо

$$m_{max} = 2 \frac{V_{\Phi 2}}{V_{\Phi 1}}.$$

За умов нормальної дисперсії, коли $V_{\Phi 2} \leq V_{\Phi 1}$, а також, припускаючи, що $\varphi(\omega_1) = \varphi(\omega_2) = \pi$, отримуємо граничні значення величини смуги загородження фільтра:

$$\Delta\omega_{max} = 2\omega_1 - \omega_1 = \omega.$$

Наближення до такого значення можливе лише в резонаторах (і фільтрах з їх застосуванням) тільки при використанні ліній передачі з малою дисперсією (МСЛ, копланарна лінія з хвилею непарного типу, тощо). Високі втрати в зазначених електродинамічних системах не дозволяють використати їх з метою побудови фільтрів міліметрового діапазону. До групи розглядуваних фільтрів слід віднести і фільтри на металевих структурах в Е-площині прямокутного хвилеводу, або, так званих, повздовжніх індуктивних діафрагмах. Вперше запропоновані в [13], ці фільтри поєднують переваги використання об'ємних резонаторів з високою добротністю в короткохвильовій частині сантиметрового і міліметровому діапазонах довжин хвиль і способів виготовлення, гарантуючих точність і, відповідно, повторюваність характеристик без настроювання зразків. Відповідно до цього, малі втрати зазначених фільтрів, висока точність розрахунку характеристик при незначних обчислювальних витратах і низька вартість у виробництві зумовили широке застосування таких фільтрів у системах різного призначення [14], [15]. Оцінка ширини смуги загородження таких фільтрів, зроблена згідно

з (1.5), однак показує, що вона не перевищує величини $1,2 \dots 1,4\omega_1$. Це пов'язане, з одного боку, із дисперсією фазової швидкості хвильоводу, що проявляє себе у поведінці фільтрів із смугою частот пропускання, розташованою у низькочастотній частині робочого діапазону хвильоводу, а з іншого – із сильною залежністю від частоти фази коефіцієнту відбиття у верхній частині цього діапазону. Зазначений недолік розглядуваних фільтрів намагалися подолати автори багатьох робіт, наприклад [16], [17], [18], однак досягнуте розширення смуги частот зазвичай складає декількох процентів.

Суттєво більшого розширення смуги частот загородження можна досягти, якщо скористатися ефектом значного скорочення довжини резонатора, яка досягається при ємнісному характері формуючих реактивностей. Дійсно, з співвідношень (1.2), (1.4) маємо:

$$m = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{V_{\Phi 2}}{V_{\Phi 1}} \left(\frac{\varphi(\omega_2)}{\varphi(\omega_1) - \pi} \right), \quad (1.6)$$

де

$$\begin{aligned} \varphi(\omega_1) &= \frac{3\pi}{2} - \operatorname{arctg} \frac{|B(\omega_1)|}{2Y_0} \\ \varphi(\omega_2) &= \frac{3\pi}{2} - \operatorname{arctg} \frac{|B(\omega_2)|}{2Y_0} \end{aligned}$$

Із (1.6) видно, що при великій ємнісній провідності на основній резонансній частоті різниця, стоїть у знаменнику, прямує до нуля і відношення резонансних частот може досягати значної величини. Фізичною причиною цього є суттєве зменшення формуючими неоднорідностями довжини резонатора відносно половини довжини хвилі. Аналогічне скорочення довжини резонатора відбувається у випадку, коли резонатор представляється у вигляді відрізка лінії, що зв'язується із зовнішніми лініями послідовним індуктивним опором. Вперше зазначений механізм було застосовано у суто

об'ємній конструкції [19], яка від авторів отримала назву фільтра на позамежних хвилеводах (рис.1.19).

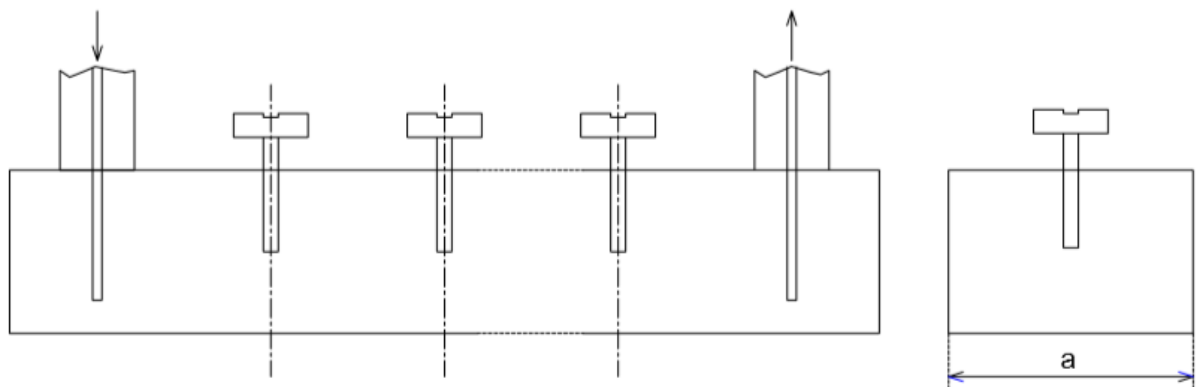


Рис.1.19

Фільтр складався з відрізка прямокутного хвилеводу із таким розміром широкої стінки «а», щоб його гранична частота була вища за частоту смуги пропускання фільтра. Резонатори утворювалися рядом гвинтів, що вкручувалися у середину широкої стінки хвилеводу. Вхід і вихід фільтра були коаксіальними: центральні провідники зазначених коаксіалів утворювали у хвилеводі збуджуючі зонди. Хоча автори [19], не ставили перед собою задачу розробки саме фільтра із розширеною смугою не пропускання, ця властивість фільтрів даної групи дуже швидко була досліджена і використана у практичних конструкціях, зокрема фільтрах гармонік [20]. Відмітимо, що вже саме формулювання такої проблеми для звичайних смугових фільтрів на півхвильових резонаторах позбавлене сенсу. В подальшому по мірі просування таких фільтрів у короткохвильову частину сантиметрового діапазону довжин хвиль, гвинти у конструкції були замінені на відрізки Н-хвилеводу [21], а з просуванням у міліметровий діапазон – відрізками хвилеводно-щілинної лінії [22], [23]. Це, в свою чергу, означало, що технологія виготовлення фільтрів на позамежних хвилеводах стала інтегральною. Типова конструкція такого фільтра показана на рис.1.20 [22].

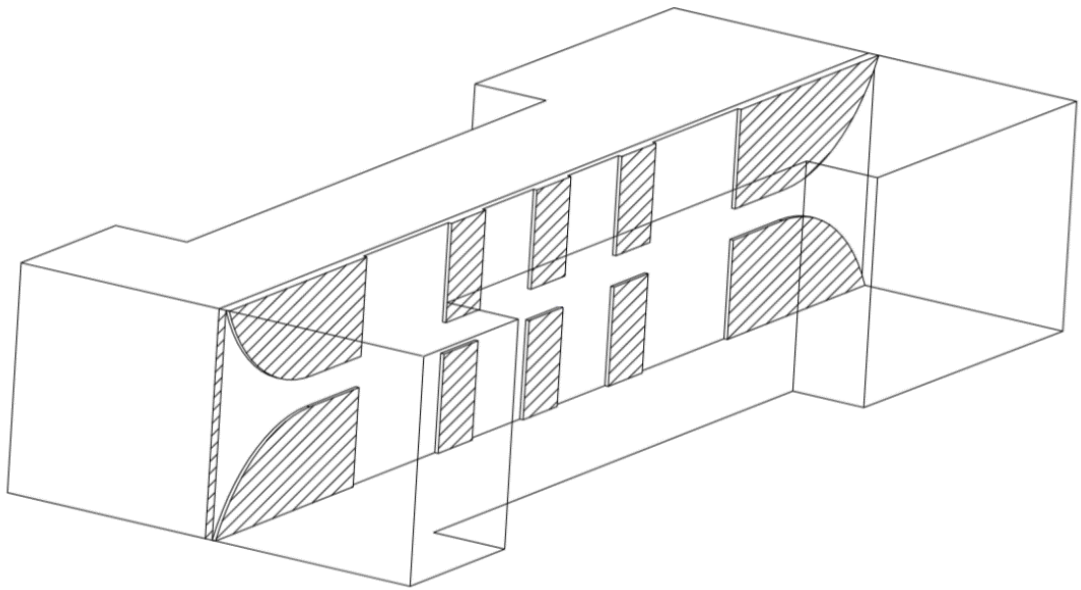


Рис.1.20

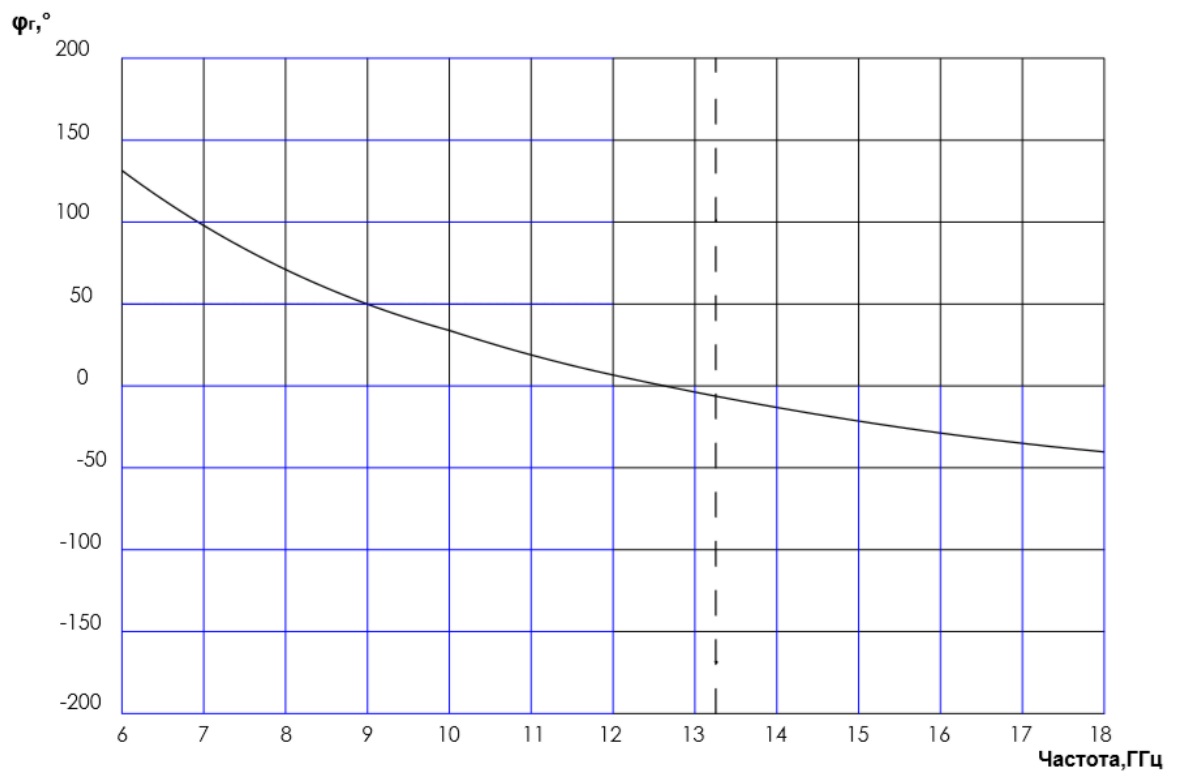


Рис.1.21

Видно, що фільтр містить вхідний та вихідний переходи на хвильоводно-щільинну лінію, яка забезпечує перехід в звужену область прямокутного хвильоводу, яка сама по собі є позамежною на частотах смуги пропускання фільтра. Фільтруюча структура утворена трьома короткими секціями тої ж

самої хвильоводно-щілинної лінії, які слугують резонаторами фільтра. Зв'язки між резонаторами регулюються секціями частково-заповненого хвильоводу, що працює в позамежній області. На рис.1.21 представлено фазочастотну характеристику коефіцієнта відбиття хвилі у ХЩЛ від секції позамежного частково-заповненого хвильоводу довжиною 3мм. Розрахунки виконано для розмірів хвильоводної камери $axb=11 \times 5,5$ мм, підкладки товщиною $d=140$ мкм з діелектричною проникністю $\epsilon=2,2$ і шаром металізації товщиною $\xi=35$ мкм; ширина щілини ХЩЛ $w=100$ мкм. На графіку штриховою лінією показано граничну частоту основної моди частково-заповненого хвильоводу. Видно, що у діапазоні частот від 6 до 13 ГГц, тобто в області, де частково-заповнений хвильовод є позамежним, фаза коефіцієнта відбиття змінюється в межах від 120° до нуля градусів, що підтверджує сказане. Зазначимо також, що на частотах вище 13 ГГц фаза коефіцієнта відбиття стає додатною, що каже про зміну еквівалентної схеми відрізка підключення резонатора і, відповідно, до зміни фази коефіцієнта відбиття, яка теж призводить до розширення смуги частот загородження фільтру.

Другу групу фільтрів із розширеною смугою загородження складають так звані смугові фільтри із ступінчастою зміною імпедансу. Всіх їх об'єднує те, що резонатори фільтра зроблені неоднорідними, тобто складаються із декількох секцій ліній передачі, які мають різний хвильовий опір.

Резонатори із ступінчастою зміною імпедансу (step-impedance resonators, SIR), як елементи для побудови смугових фільтрів, були запропоновані порівняно недавно [24], [25] із метою значного зменшення їх розмірів. Як вже відзначалося раніше, зменшення розмірів резонаторів при незмінній резонансній частоті основного типу коливань може призвести до значного розширення смуги частот між основним і першим вищим типами коливань і, як наслідок, до значного розширення смуги загородження смугового фільтру. Саме ця особливість фільтрів на SIR (далі просто SIR-фільтрів) призвела до їх поглибленого вивчення, модифікації конструкцій і розширення області

застосування. Широкому розповсюдженню SIR-фільтрів, як елементів з покращеною вибірковістю у широкій смузі частот, сприяли їх переваги над розглянутими вище фільтрами на позамежних хвилеводах: вони не потребують складних переходів до позамежної області і, внаслідок чого менші за розмірами і краще поєднуються з інтегральною технологією виготовлення.

Хоча в період їх активного дослідження були запропоновані коаксіальні конструкції, конструкції на основі металізованої кераміки [26], основні досягнення в розробці SIR-фільтрів стосуються реалізації на основі МСЛ. Так, на рис.1.22 зображено типову конструкцію SIR на МСЛ у вихідній (а) і згорнутій (б) топології [26], а на рис.1.23 – фільтра на основі таких резонаторів.

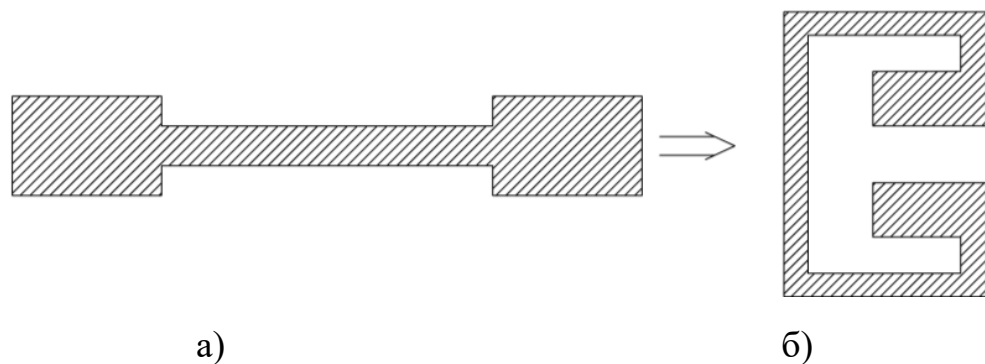


Рис.1.22

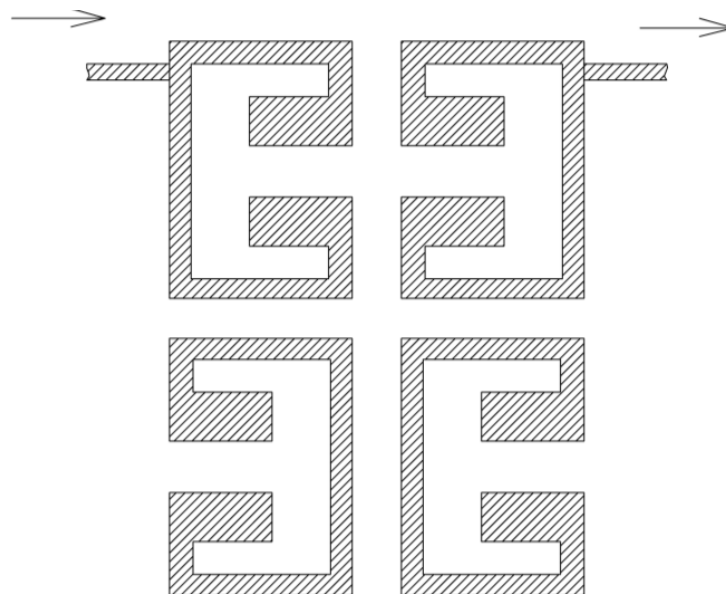


Рис.1.23

На рис.1.24 наведено схему взаємодії резонаторів фільтру, з якої випливає наявність зв'язків між сусідніми резонаторами і можливість додатково покращити вибірковість фільтра у суміжних смугах частот. Всі переваги принципу побудови фільтра демонструють його виміряні характеристики, показані детально в районі смуги його пропускання (рис.1.25) й у широкій смузі частот (рис.1.26).

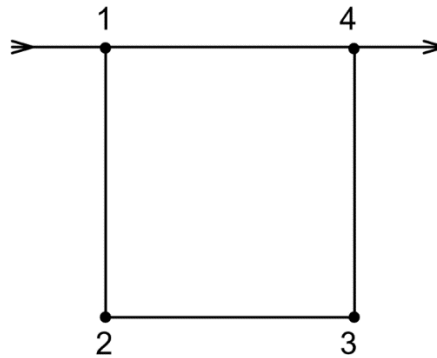


Рис.1.24

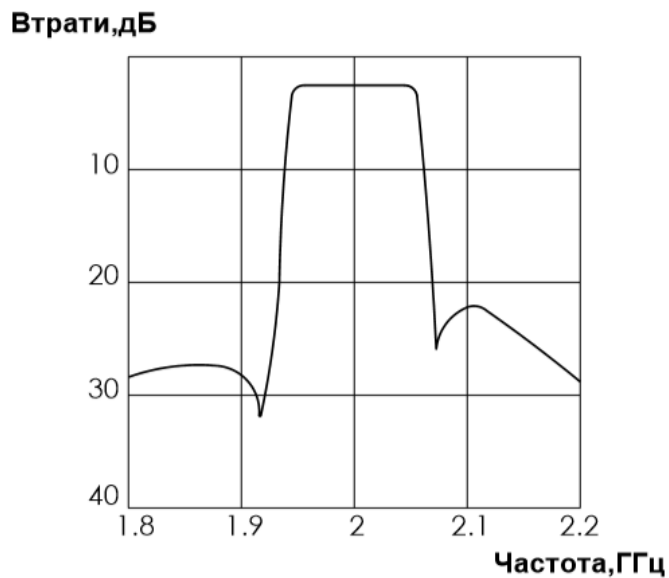


Рис.1.25

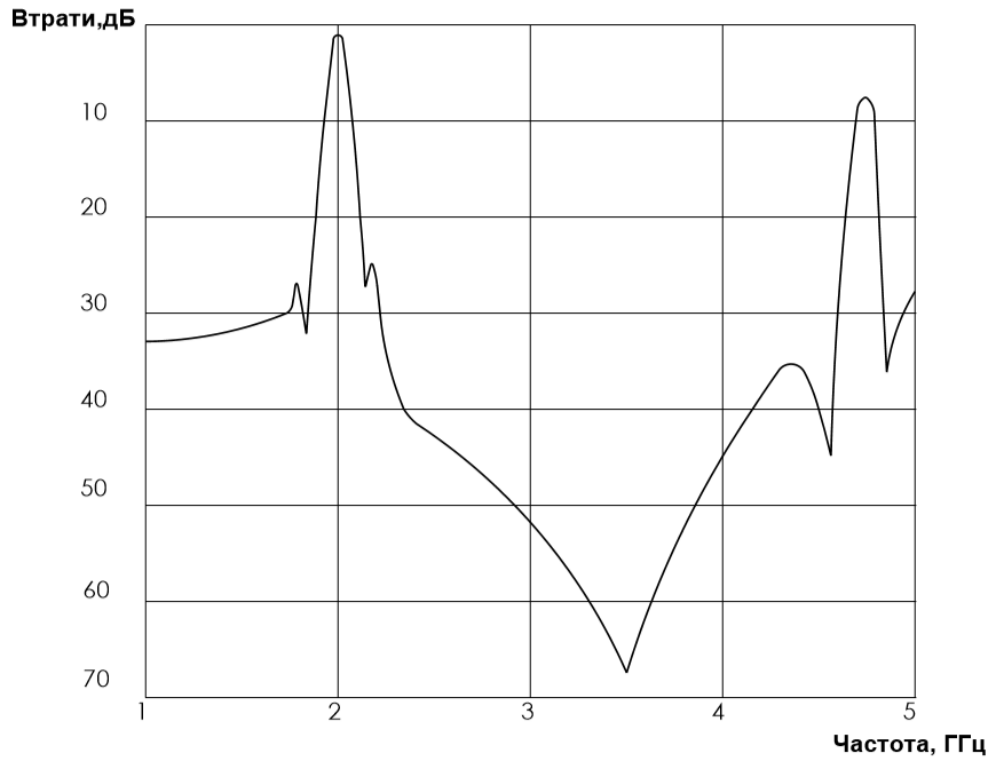


Рис.1.26

Зміна конфігурації мікросмужок в SIR дозволяє реалізувати більш складні зв'язки між резонаторами і суттєво покращити характеристики в смузі пропускання [28]. Детальне дослідження спектру SIR при зміні топології МСЛ в широких межах дозволило вибрати таке співвідношення довжин низькоомної і високоомної секцій резонатора, при якій на заданій частоті збуджуються декілька мод його коливань. Це дозволило авторам [29] розробити надширокосмуговий фільтр з малою кількістю резонаторів ($n=3$), але з високою вибірковою у суміжних смугах частот. Використання згорнутої топології фільтру дозволяє створити додатковий зв'язок між входом та виходом і досягти високої вибіркової у суміжних смугах частот при відносній ширині смуги частот прозорості фільтра у 105% [30].

Всі процитовані і багато інших робіт, пов'язаних з дослідженням SIR-фільтрів, в абсолютно переважній більшості стосуються їх МСЛ - реалізації і проведені у довгохвильовій частині сантиметрового діапазону довжин хвиль. Дослідження SIR-фільтрів на частотах міліметрового діапазону у відомих літературних джерелах відображення майже на віднайшло, в тому числі і з тієї

причини, що реалізувати МСЛ - фільтри з прийнятним рівнем втрат тут неможливо. Альтернативний підхід до створення SIR-фільтрів з малими втратами в міліметровому діапазоні був запропонований в [31]. Попередні дослідження, результати яких викладені у цій роботі, показали перспективність побудови SIR-фільтрів міліметрового діапазону довжин хвиль на основі метало-діелектричної структури в Е-площині прямокутного хвилеводу (рис.1.27).

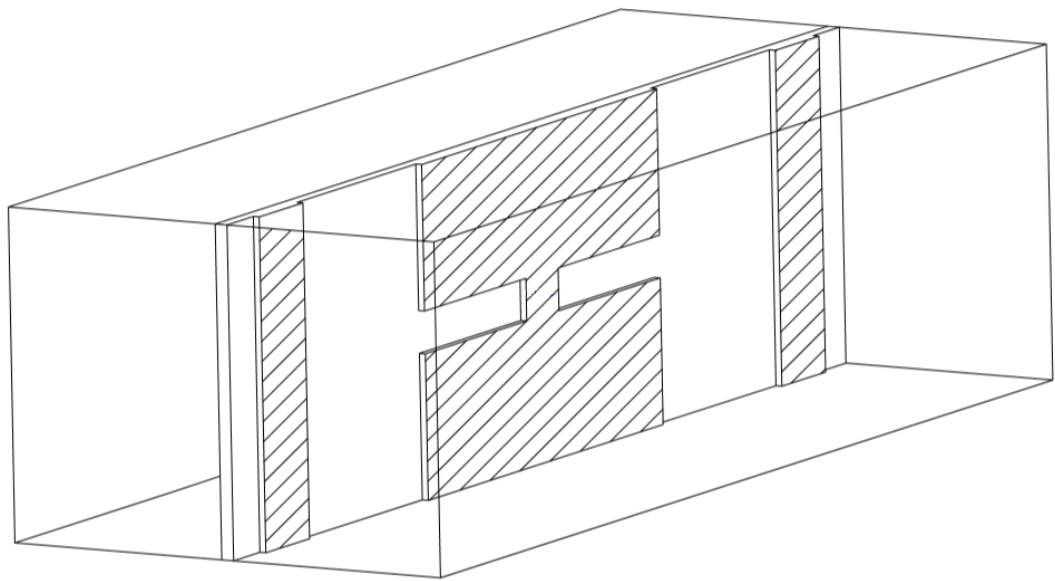


Рис.1.27

Виходячи із викладеного у огляді літератури, можна зробити наступні висновки:

1. Найбільш перспективним шляхом розширення діапазону загородження смугових фільтрів є розробка їх на основі використання резонаторів із ступінчастою зміною імпедансу (SIR).
2. При цьому розробка їх для використання у міліметровому діапазоні на основі МСЛ недоцільна, оскільки навіть у довгохвильовій частині сантиметрового діапазону втрати таких фільтрів при середній (~5%) відносній ширині смуги частот пропускання значні.

3. Доцільним є розробка SIR- фільтрів міліметрового діапазону довжин хвиль на основі метало-діелектричних структур в Е- площині прямокутного хвилеводу, власна добротність резонаторів яких набагато вища за добротність мікросмужкових резонаторів.

2 РЕЗОНАНСНІ ЧАСТОТИ ХВИЛЕВОДНО-ЩІЛИННОГО РЕЗОНАТОРА ІЗ СТУПІНЧАСТОЮ ЗМІНОЮ ІМПЕДАНСА

Як зазначалось у першому розділі, принцип розширення смуги частот непропускання у резонаторах із ступінчастою зміною імпедансу (SIR) в міліметровому діапазоні довжин хвиль вигідно реалізувати на основі планарної структури у Е-площині прямокутного хвилеводу, рис.2.1. При цьому з метою повторюваності характеристик і зменшення їх залежності від деформацій структури показаний на рисунку металевий шар доцільно стабілізувати, розташувавши його на діелектричній підкладинці, або, інакше кажучи, використати для виготовлення резонатора фільтру підкладки з одно-, або двосторонньою металізацією.

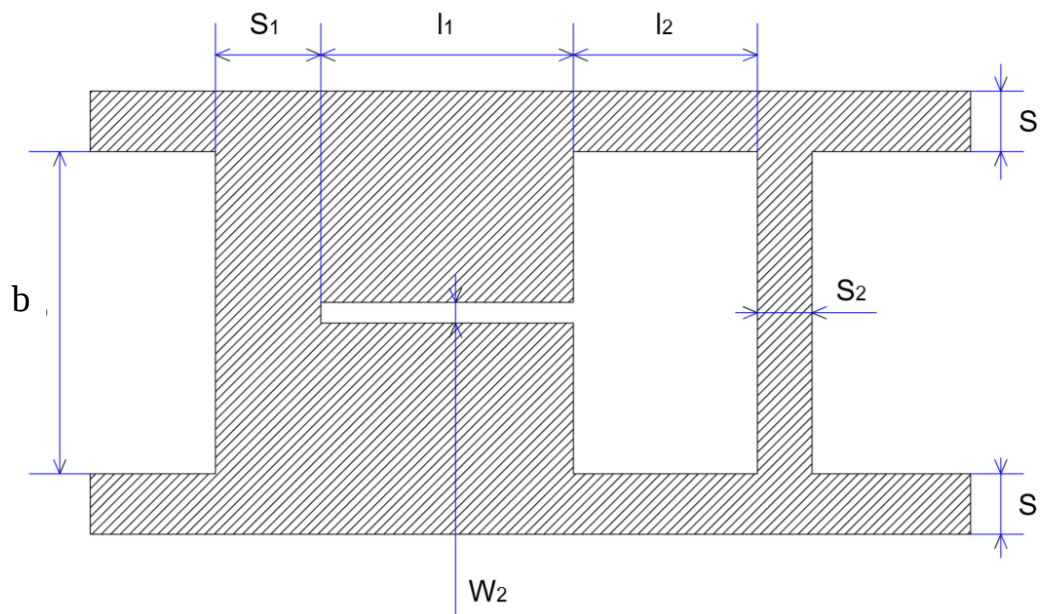


Рис.2.1

Як видно з рис.2.2 в цьому випадку резонатор виявляється побудованим на основі хвилеводно-щілинної лінії (ХЩЛ), втрати у якій, хоча і перевищують дисипацію в пустому хвилеводі, але набагато менші, ніж у МСЛ [1]. Структура резонатора містить дві секції – лінії передачі довжиною l_1 і l_2 з різними хвильовими опорами, Z_{01} і Z_{02} , зв'язаними з зовнішніми лініями

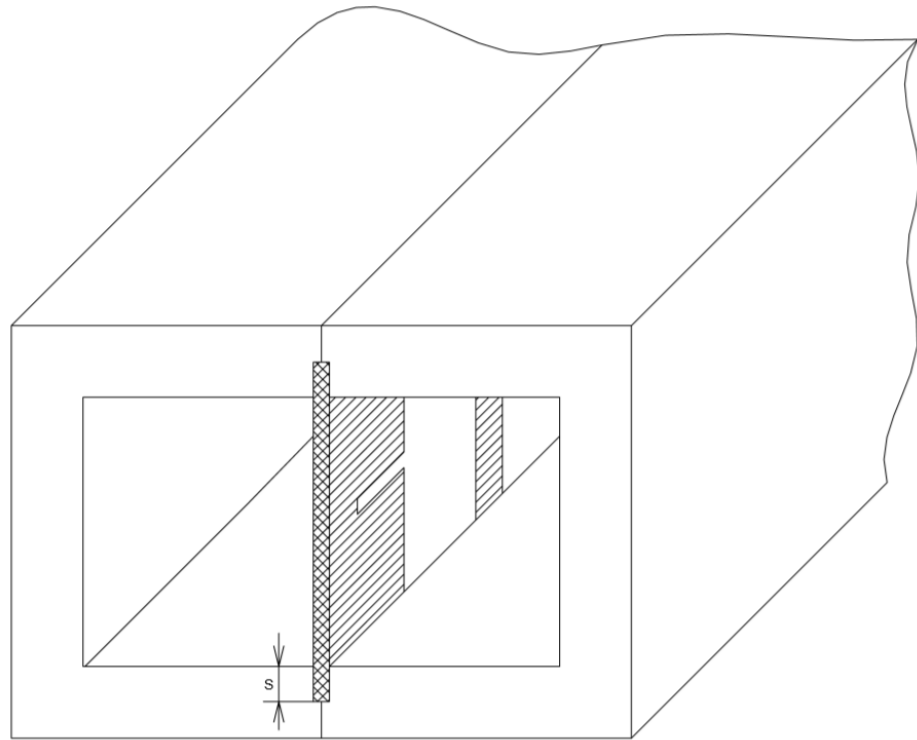


Рис.2.2

повздовжніми індуктивними діафрагмами довжиною S_1 і S_2 . Вся структура вставляється в пази в хвильовдній камері висотою S , яка гарантує незначний вплив на характеристики ХЦДЛ. Еквівалентна схема резонатора показана на рис.2.3, на якому елементи зв'язку відображені як комплексні опори Z_{H1} , Z_{H2} .

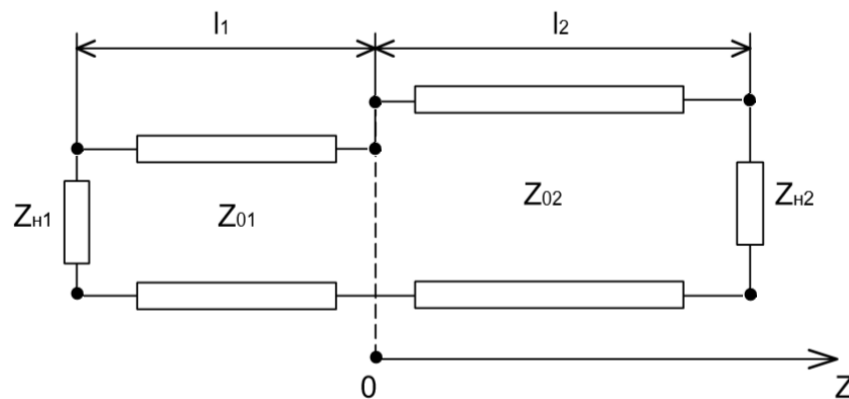


Рис.2.3

Припускаючи, що зв'язок резонатора малий (коефіцієнт відбиття з боку ліній резонатора $|\Gamma_i| \approx 1$), отримуємо $Z_{Hi} = jZ_{0i} \operatorname{ctg} \left(\frac{\varphi_i}{2} \right); i = 1, 2$. Умовою резонансу розглядуваної структури є:

$$\overrightarrow{Z_{\text{BX}}} + \overleftarrow{Z_{\text{BX}}} = 0, \quad (2.1)$$

де $\overrightarrow{Z_{\text{BX}}}$, $\overleftarrow{Z_{\text{BX}}}$ - опори зліва і справа в довільному повздовжньому перерізі резонатора. Обираючи цей переріз розташованим при $z=0$, отримаємо

$$Z_{01} \frac{Z_{H1} + jZ_{01}tg\theta_1}{Z_{01} + jZ_{H1}tg\theta_1} + Z_{02} \frac{Z_{H2} + jZ_{02}tg\theta_2}{Z_{02} + jZ_{H2}tg\theta_2} = 0. \quad (2.2)$$

Підставляючи значення Z_{Hi} , знаходимо рівняння для резонансних частот

$$\theta_2 = \frac{\varphi_2}{2} - \arctg \left[R_z tg \left(\theta_1 - \frac{\varphi_1}{2} \right) \right] + \pi n, \quad (2.3)$$

де $R_z = \frac{Z_{02}}{Z_{01}}$, $n = 0, 1, \dots$.

Можна очікувати, що максимальний діапазон частот між резонансами основного і першого вищого типу досягається при мінімальному значенні суми електричних довжин $\theta_p = \theta_1 + \theta_2$. Із (2.3) для основного типу коливань ($n = 0$) отримаємо:

$$\theta_p = \theta_1 + \frac{\varphi_2}{2} - \arctg \left[R_z tg \left(\theta_1 - \frac{\varphi_1}{2} \right) \right]. \quad (2.4)$$

Звідси

$$\begin{aligned} \frac{\partial \theta_p}{\partial \theta_1} &= 1 - \frac{R_z}{1 + R_z^2 tg^2 \left(\theta_1 - \frac{\varphi_1}{2} \right)} \cdot \frac{1}{\cos^2 \left(\theta_1 - \frac{\varphi_1}{2} \right)} \\ &= 1 - \frac{R_z}{\cos \left(\theta_1 - \frac{\varphi_1}{2} \right) + R_z^2 \sin^2 \left(\theta_1 - \frac{\varphi_1}{2} \right)} = 0 \end{aligned} \quad (2.5)$$

$$R_z = \frac{1 \pm \sqrt{1 - 4 \sin^2 \left(\theta_1 - \frac{\varphi_1}{2} \right) \cdot \cos^2 \left(\theta_1 - \frac{\varphi_1}{2} \right)}}{2 \sin^2 \left(\theta_1 - \frac{\varphi_1}{2} \right)} = \frac{1 \pm \cos 2 \left(\theta_1 - \frac{\varphi_1}{2} \right)}{2 \sin^2 \left(\theta_1 - \frac{\varphi_1}{2} \right)}.$$

Треба ясно усвідомлювати зміст співвідношень (2.3) – (2.5). При довільному вибраному θ_1 можна досягти резонансу, якщо θ_2 при заданому R_z

розрахувати згідно (2.3). За цих умов повна електрична довжина резонатора може бути обчислена за допомогою (2.4). Ця величина буде залежати від обраного значення R_z , однак при заданому θ_1 може бути мінімізована, якщо прирівняти нулю похідну (2.5). За цих умов з (2.5) знаходимо залежність R_z від обраного значення θ_1 :

$$R_{zmin} = ctg^2 \left(\theta_1 - \frac{\varphi_1}{2} \right). \quad (2.6)$$

Умова (2.6) може бути інтерпретована і інакше: при обраному відношенні опорів R_z задля досягнення мінімальної довжини резонатора, що резонує на даній частоті, електрична довжина першої секції повинна дорівнювати

$$\theta_1 = \frac{\varphi_1}{2} + \arctg \left(\frac{1}{\sqrt{R_z}} \right). \quad (2.7)$$

При цьому довжина резонатора – мінімальна і дорівнює

$$\theta_p = \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2} + \arctg \left(\frac{1}{\sqrt{R_z}} \right) - \arctg(\sqrt{R_z}). \quad (2.8)$$

З останнього співвідношення видно, що вона зменшується із зростанням відношення опорів, рис.2.4.

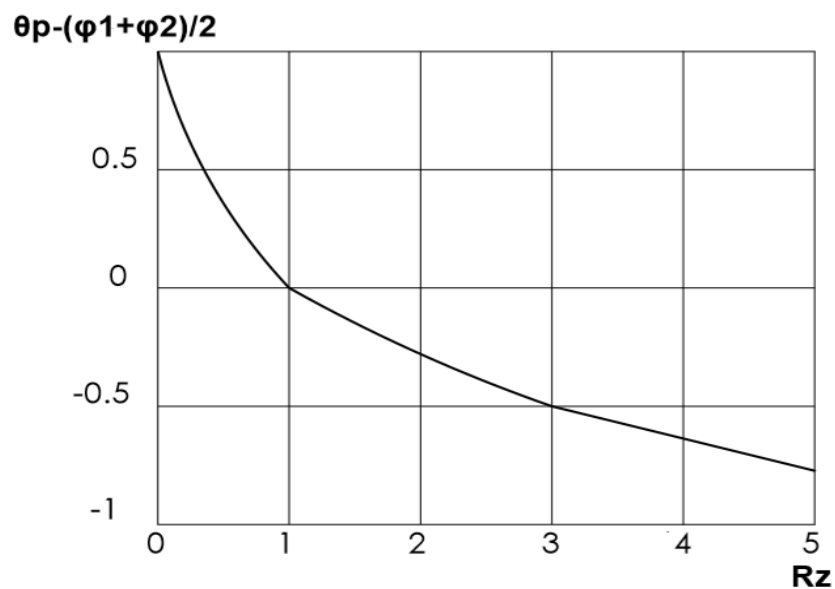


Рис.2.4

Із останнього співвідношення можна отримати величину відношення резонансних частот першого і основного типу коливань розглядуваного

резонатора. Дійсно, припустимо, що обрано певне значення електричної довжини $\theta_1(f_1) = \beta_1(f_1)l_1$ (тут $\beta_1(f_1)$ - значення фазової сталої у лінії резонатора довжиною l_1). При цьому резонансна довжина другої секції знаходиться відповідно з (2.3) і дорівнює $\theta_2(f_1)$. Цей же резонатор має резонансну частоту першого вищого типу за умови

$$\theta_2(f_2) = \frac{\varphi_2(f_2)}{2} - \arctg \left[R_z \operatorname{tg} \left(\theta_1(f_2) - \frac{\varphi_1(f_2)}{2} \right) \right] + \pi n,$$

Звідси знаходимо

$$\begin{aligned} \beta_2(f_2)l_2 &= \frac{\varphi_2(f_2)}{2} - \arctg \left[R_z \operatorname{tg} \left(\beta_1(f_2)l_1 - \frac{\varphi_1(f_2)}{2} \right) \right] + \pi n = \\ &= \frac{\varphi_2(f_2)}{2} - \arctg \left[R_z \operatorname{tg} \left(\beta_1(f_2) \frac{\theta_1(f_1)}{\beta_1(f_1)} - \frac{\varphi_1(f_2)}{2} \right) \right] + \pi n. \end{aligned} \quad (2.9)$$

Враховуючи, що $l_2 = \frac{\theta_2(f_1)}{\beta_2(f_1)}$, із (2.9) отримуємо:

$$\frac{\beta_2(f_2)}{\beta_2(f_1)} = \frac{\frac{\varphi_2(f_2)}{2} - \arctg \left[R_z \operatorname{tg} \left(\frac{\beta_1(f_2)}{\beta_1(f_1)} - \frac{\varphi_1(f_2)}{2} \right) \right] + \pi n}{\theta_2(f_1)} \quad (2.10)$$

Останнє рівняння дозволяє знайти відношення частот першого вищого f_2 і основного f_1 типів коливань, якщо відомі закони дисперсії в секціях резонатора і залежності від частоти для коефіцієнтів відбиття від формуючих неоднорідностей. Зокрема, припускаючи, що дисперсія фазової швидкості у секціях резонатора відсутня, для знаходження зазначеного відношення частот $m = \frac{f_2}{f_1}$, рівняння має вигляд:

$$m = \frac{\frac{\varphi_2(f_2)}{2} - \arctg \left[R_z \operatorname{tg} \left(m\theta_1(f_1) - \frac{\varphi_1(f_2)}{2} \right) \right] + \pi n}{\theta_2(f_1)} = 0. \quad (2.11)$$

Зауважимо, що значення "n" в (2.11) має бути таким, щоб забезпечити мінімальне значення "m", що більше за одиницю.

Результати розрахунків за співвідношеннями (2.3), (2.4) і (2.11) для трьох значень параметра R_z подано в таблиці 2.1 – 2.3 і на рис. 2.5, 2.6, 2.7. Розрахунки проведені для значень фазових кутів $\varphi_1 = 3,022\text{рад}$, $\varphi_2 = 3,102\text{рад}$, типових для формуючих неоднорідностей хвильоводно-щілинного резонатора, зображеного на рис. 2.1.

Таблиця 2.1.

$$R_z = 3$$

$\frac{\theta_1}{\pi}$	$\frac{\theta_2}{\pi}$	$\frac{\theta_1 + \theta_2}{\pi}$	$m = \frac{f_2}{f_1}$
0,1	2,991	1,052	2,004
0,2	2,854	1,108	1,912
0,3	2,641	1,141	1,688
0,4	2,713	1,104	1,637
0,5	1,373	0,937	2,185
0,6	0,684	0,818	2,446
0,7	0,365	0,816	2,247
0,8	0,19	0,86	2,106
0,9	0,066	0,921	2,045

Таблиця 2.2.

$$R_z = 2$$

$\frac{\theta_1}{\pi}$	$\frac{\theta_2}{\pi}$	$\frac{\theta_1 + \theta_2}{\pi}$	$m = \frac{f_2}{f_1}$
0,1	2,928	1,032	2,006
0,2	2,731	1,069	1,922
0,3	2,457	1,082	1,778
0,4	2,03	1,46	1,787
0,5	1,431	0,956	2,103
0,6	0,885	0,882	2,325
0,7	0,526	0,868	2,208
0,8	0,289	0,892	2,092
0,9	0,209	0,935	2,038

Таблица 2.3.

$$R_z = 1,5$$

$\frac{\theta_1}{\pi}$	$\frac{\theta_2}{\pi}$	$\frac{\theta_1 + \theta_2}{\pi}$	$m = \frac{f_2}{f_1}$
0,1	2,866	1,012	2,01
0,2	2,62	1,034	1,949
0,3	2,315	1,037	1,869
0,4	1,923	1,012	1,892
0,5	1,461	0,965	2,063
0,6	1,019	0,924	2,201
0,7	0,661	0,91	2,154
0,8	0,383	0,922	2,075
0,9	0,152	0,948	2,034

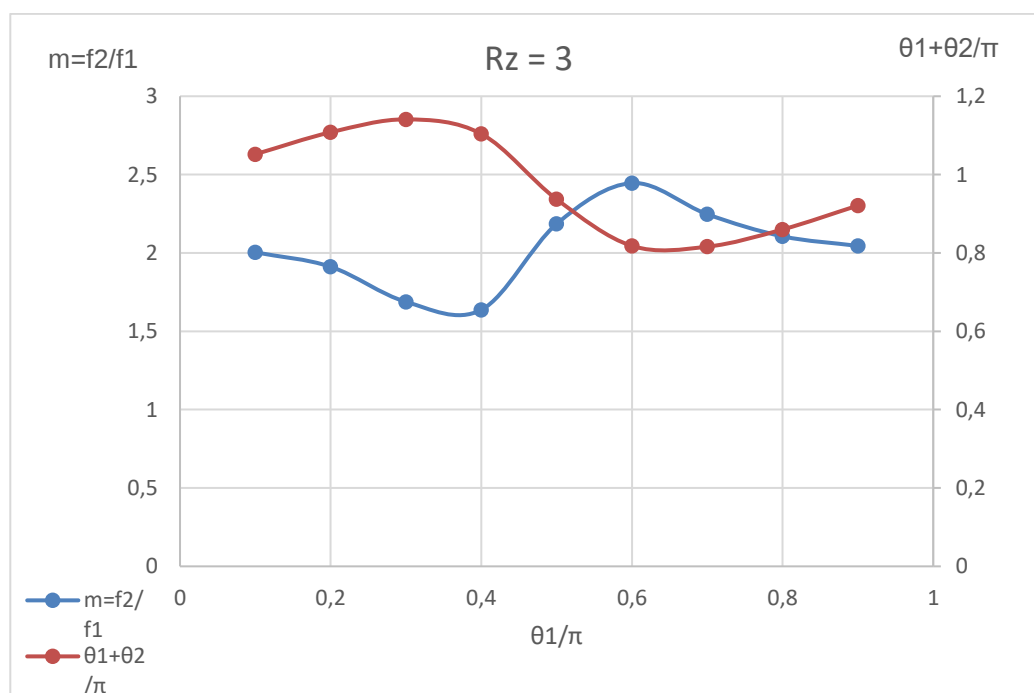


Рис.2.5

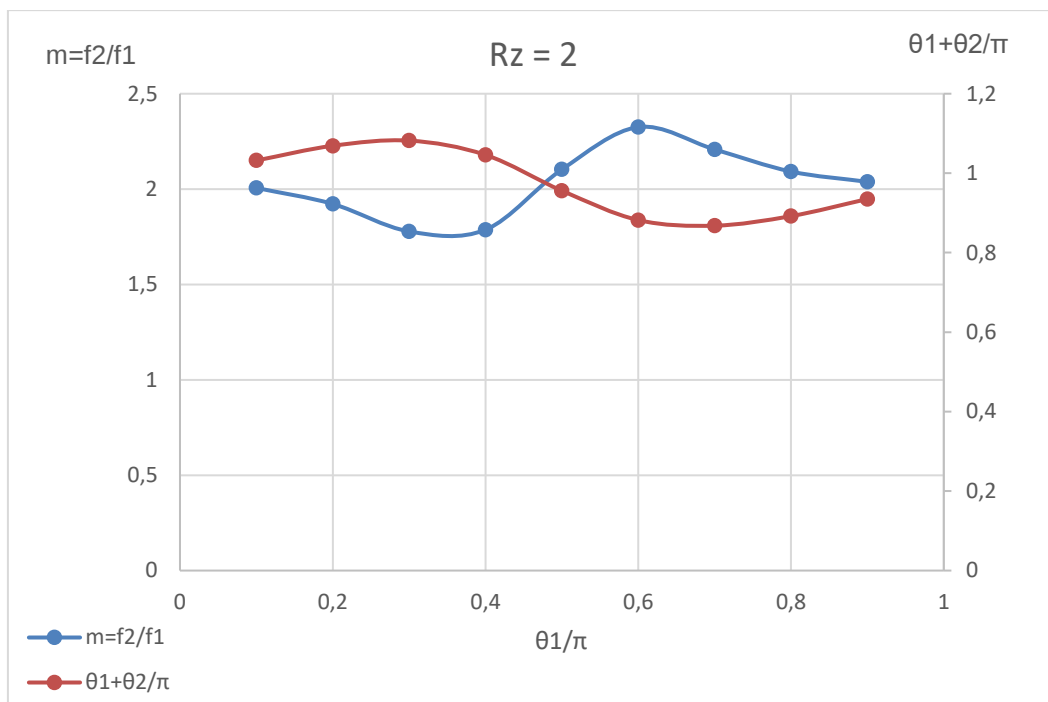


Рис.2.6

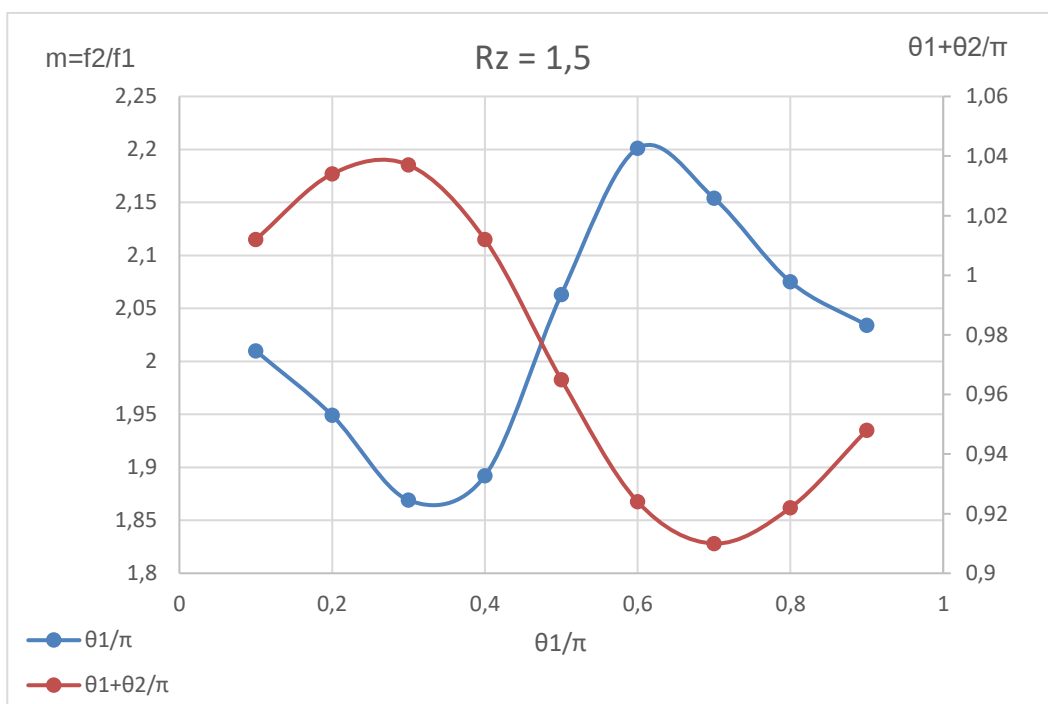


Рис.2.7

З наведених результатів бачимо, що максимальне розширення смуги частот загородження можливе при оптимальному розмірі низькоомної секції, який

при довільних значеннях відношення опорів секцій резонатора $R_z = \frac{Z_{02}}{Z_{01}}$, більших за одиницю завжди перевищує розмір високоомної секції. При цьому зазначене оптимальне значення завжди дещо менше за те, при якому здобуває мінімуму повний розмір резонатора із заданою резонансною частотою. Смуга частот загородження розширюється із збільшенням відношення хвильових опорів секцій.

Розрахунок частотних характеристик хвильоводно-щілинних резонаторів із ступінчастою зміною імпедансу виконувався для структур з розмірами хвильоводної камери $a \times b = 11 \times 5,5 \text{ мм}$; підкладинки товщиною $d = 140 \text{ мкм}$ з діелектричною проникністю $\epsilon = 2,2$ і шаром металізації товщиною $\xi = 35 \text{ мкм}$. Розрахунки виконувалися для ширини щілини ХЩЛ у високоомній секції резонатора, рівній висоті хвильоводу “b” (рис.2.1). Частотні характеристики резонаторів різної конфігурації розраховуються в пакеті програм електродинамічного аналізу “CST Microwave Studio”. На рис.2.8, 2.10, 2.12, 2.14 зображені частотні характеристики резонатора з шириною щілини низькоомної частини резонатора рівною 1000 мкм, 500 мкм, 200 мкм, 150 мкм, відповідно. При цьому для кожного з резонаторів з різними щілинами розраховувався ряд частотних характеристик, які відповідають різній довжині низькоомної секції. При розрахунку останніх довжина високоомної секції підбиралася такою, щоб задовольнити вимогу до незмінності резонансної частоти основного типу коливань $f_0 = 17 \text{ ГГц}$. Зазначимо також, що довжини формуючих резонатор смужок металу становили 3мм і 2мм зі сторони високоомної і низькоомної секцій резонатора, відповідно. За таких розмірів модуль коефіцієнту відбиття від них на частоті f_0 більше ніж 0,95. На рис. 2.9, 2.11, 2.13, 2.15 показані розраховані із зазначених частотних характеристик залежності відношення частот резонансів основного і першого вищого типів коливань резонаторів від відношення довжин високоомної l_2 і низькоомної l_1 секцій. На тих же рисунках показані залежності загальної довжини резонатора, нормованої на довжину хвилі на резонансній частоті.

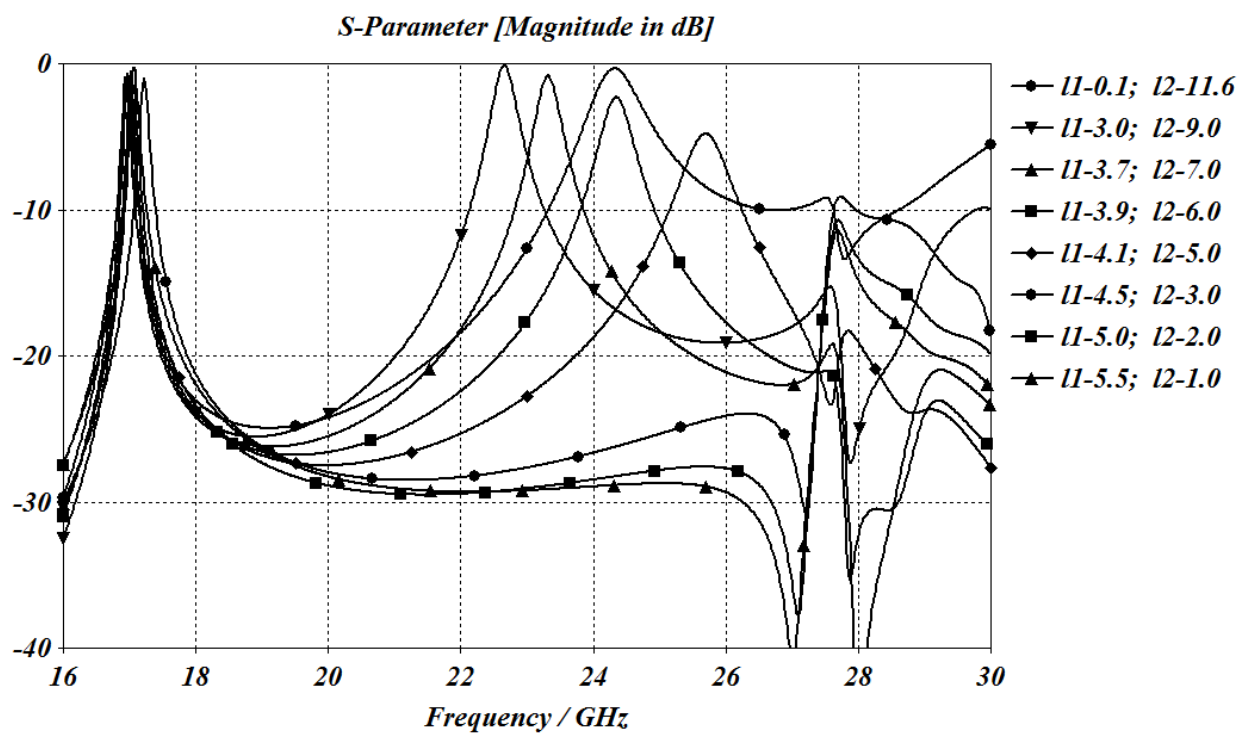


Рис.2.8 - $w=1000$ мкм

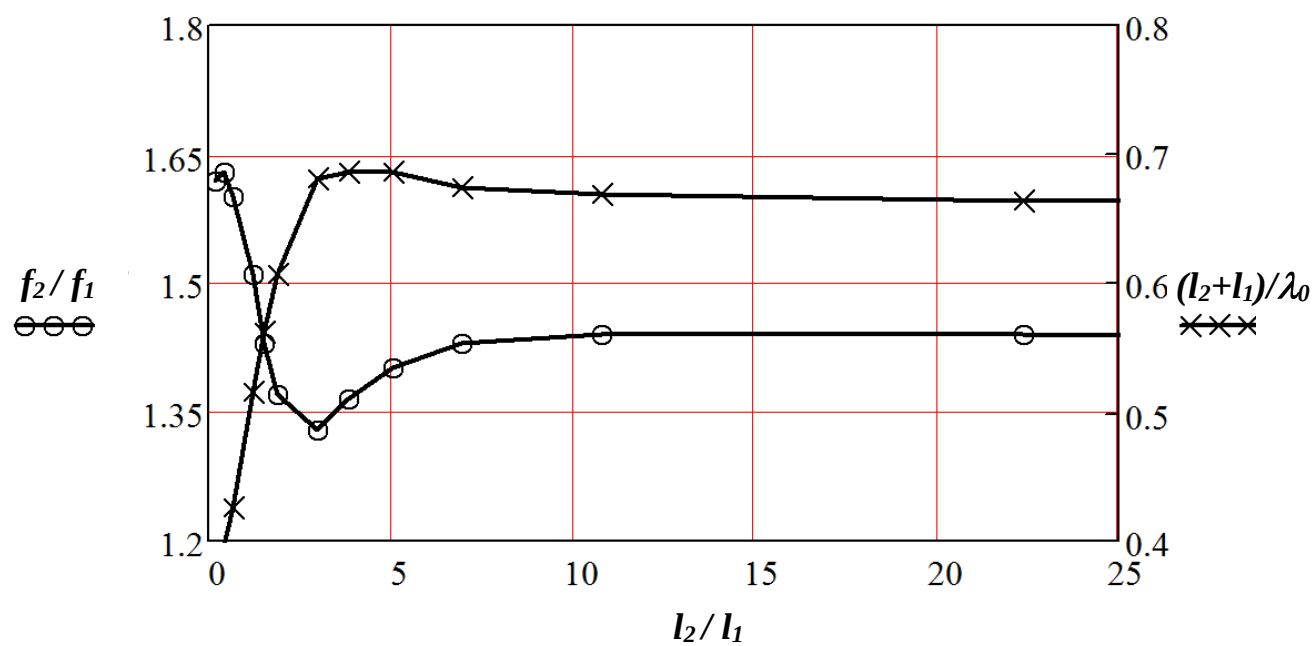


Рис.2.9 - $w=1000$ мкм

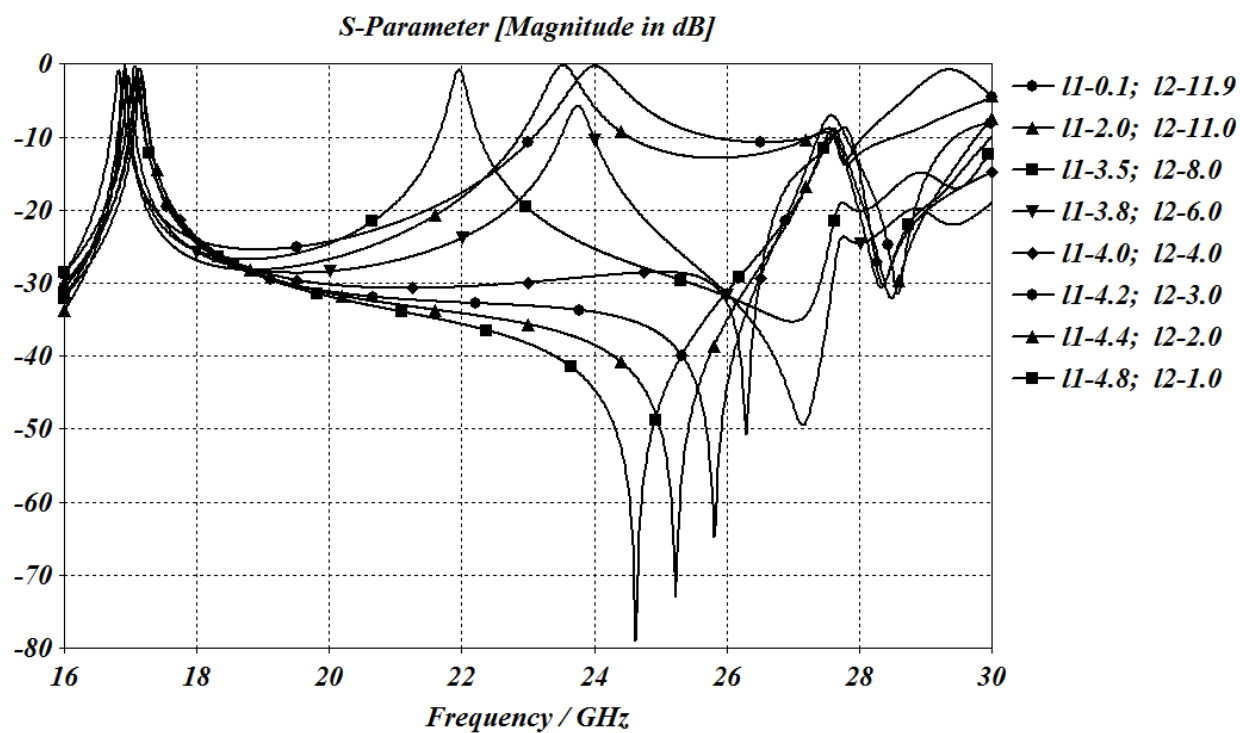


Рис.2.10 - $w=500$ мкм

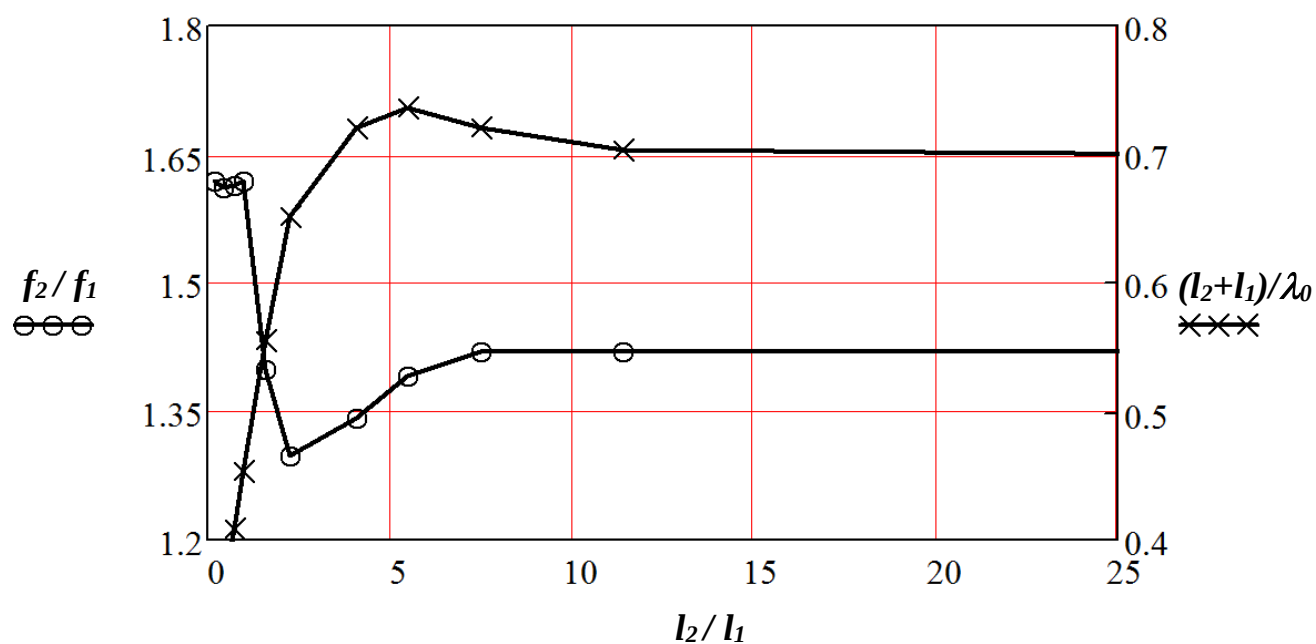


Рис.2.11 - $w=500$ мкм

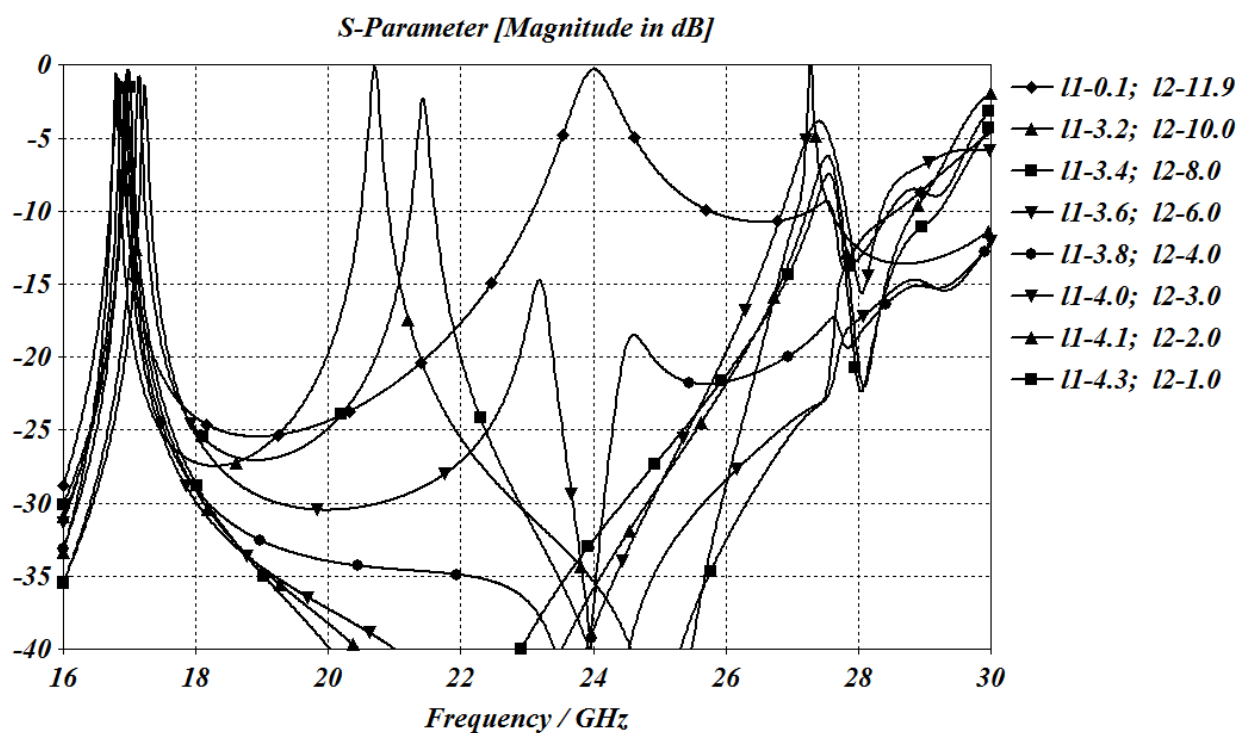


Рис.2.12 - $w=200$ мкм

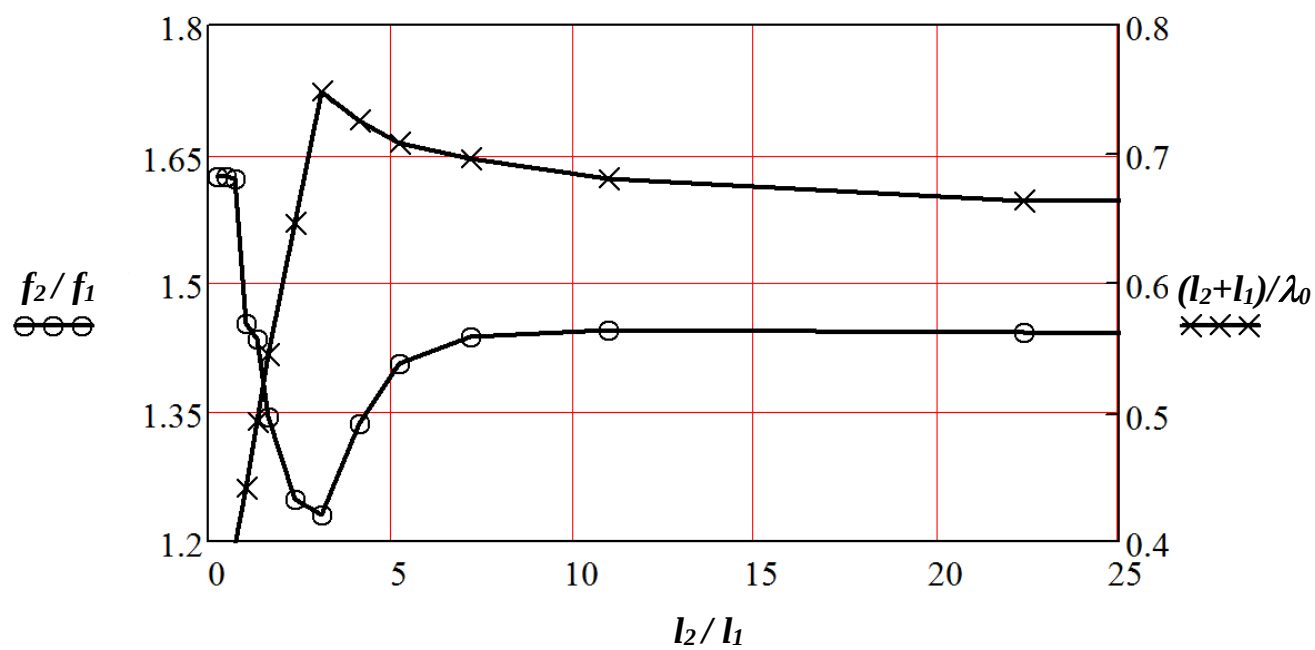


Рис.2.13 - $w=200$ мкм

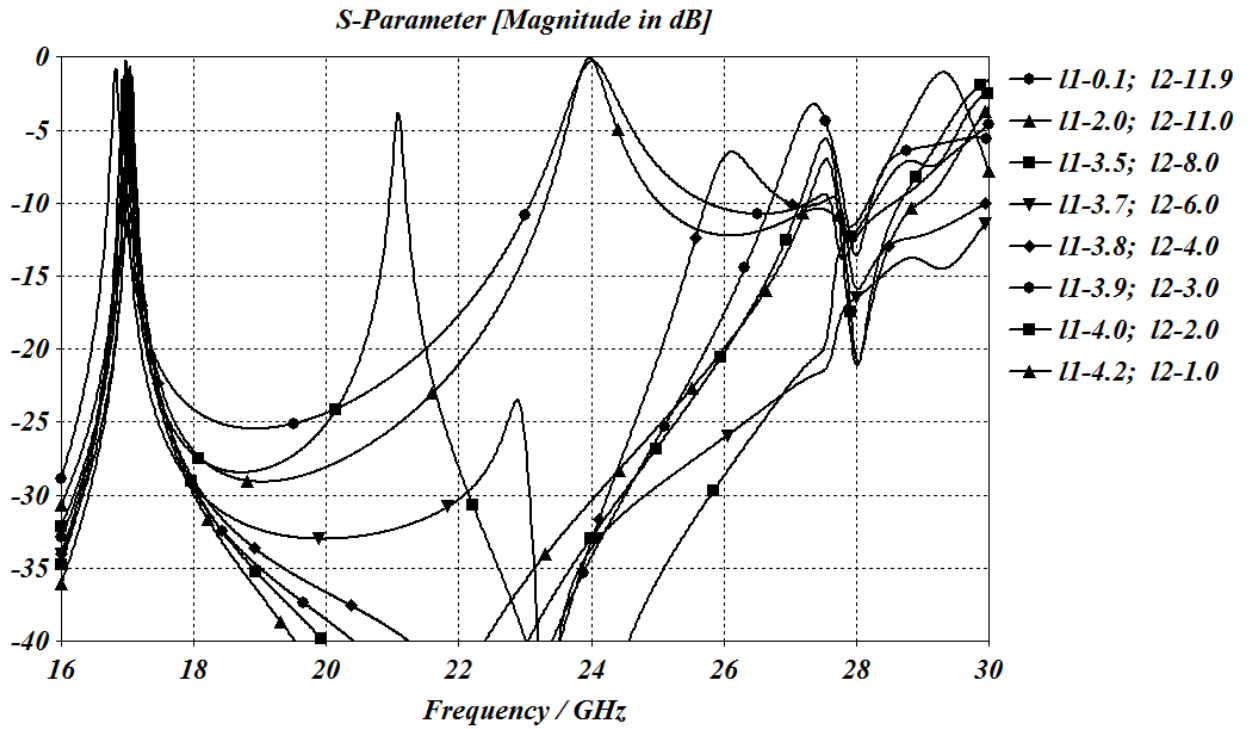


Рис.2.14 - w=150 мкм

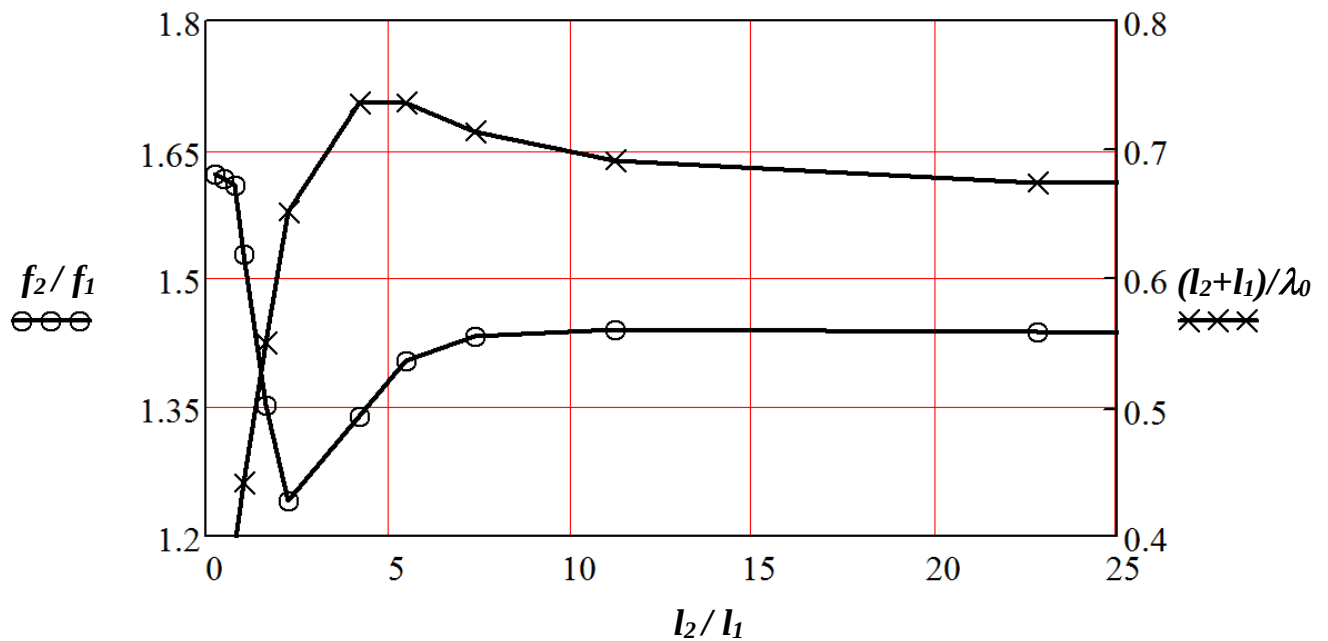


Рис.2.15 - w=150 мкм

Наведені результати повністю підтверджують висновки, отримані відносно даного типу резонаторів за допомогою теорії довгих ліній. А саме, збільшення розміру низькоомної секції порівняно з розмірами високоомної дає змогу

значно скоротити загальну довжину резонатора і розширити ширину смуги частот між резонансами основного і першого вищого типу коливань.

Становить інтерес кількісне порівняння результатів моделювання резонаторів із ступінчастою зміною імпедансу методами електродинаміки і теорії кіл. З цією метою за допомогою програм електродинамічного аналізу, розроблених в лабораторії НВЧ систем кафедри РТПС, були розраховані частотні залежності хвильового опору ХЦЛ низькоомної секції резонатора при різних ширинах щілин w . Результати розрахунків показані на рис.2.16.

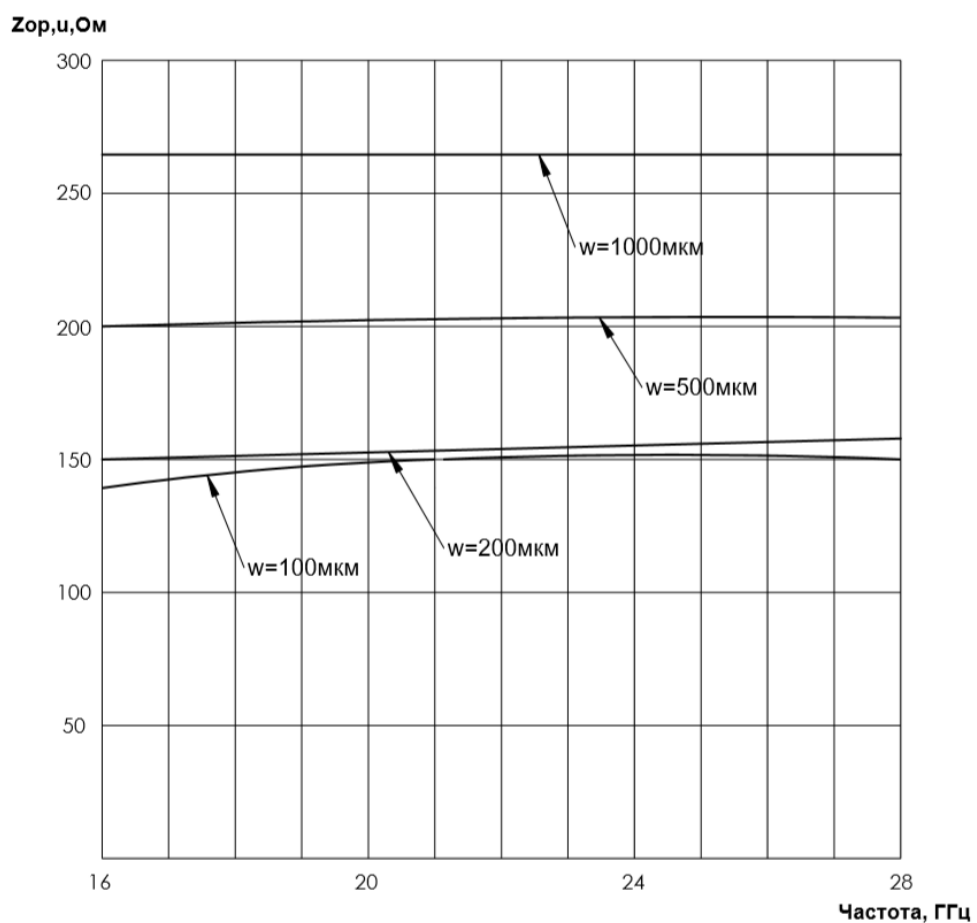


Рис.2.16

Оскільки ширина щілини ХЦЛ у високоомній секції резонатора обрана рівною висоті хвильоводної камери, а підкладинки ХЦЛ тонка і має незначну діелектричну проникність, хвильовий опір цієї секції обчислювався за відомою формулою для прямокутного хвильоводу.

$$Z_{0p,u} = 377 \frac{\lambda_g}{\lambda_0} \frac{2b}{a} = 620 \text{ Ом.}$$

Порівняння виконано для ширини щілини ХЩЛ, що дорівнює 500 мкм. З рис.2.16 отримуємо $R_z \approx \frac{620}{206} = 3$. Беручи до уваги, що розрахунки в термінах теорії кіл стосуються лінії з Т-хвилею, припускаємо, що фазові сталі в частинах резонатору однакові і рівні $\beta_1 = \beta_2 = \frac{\omega}{c}$, де c – швидкість світла. Звідки для резонансної частоти $f_0 = 17$ ГГц обчислюємо довжину низькоомної секції резонатора, за якої, згідно із (2.7), повна довжина резонатора мінімальна:

$$\theta_1 = \frac{\varphi_1}{2} + \arctg\left(\frac{1}{\sqrt{R_z}}\right) = 2,074; \beta_1 = \beta_2 = 3,56 \text{ см}^{-1}; l_1 = 0,582 \text{ см}.$$

При цьому, згідно з (2.3)

$$\theta_2 = \frac{3,022}{2} - \arctg\left[3 \operatorname{tg}\left(2,074 - \frac{3,102}{2}\right)\right] = 1,511 - 1,046 = 0,465;$$

$$l_2 = 0,131 \text{ см}.$$

З (2.11) обчислюємо відношення резонансних частот:

$$\frac{f_2}{f_1} = 2,335.$$

Частотна характеристика резонатора у термінах теорії довгих ліній розраховувалася згідно моделі, зображених на рис.2.17.

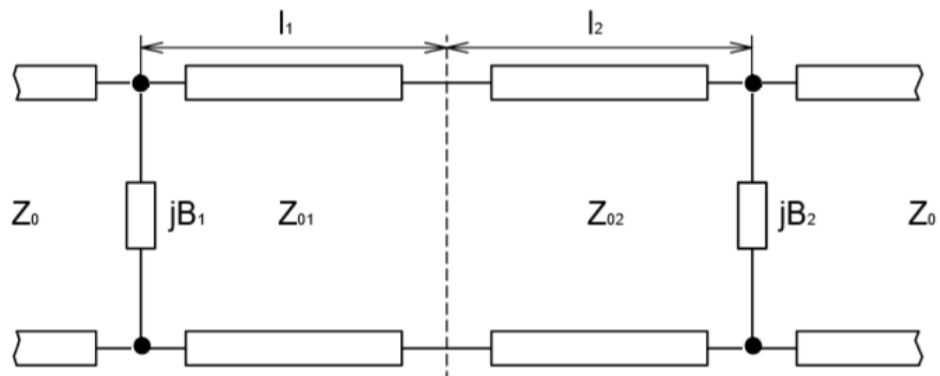


Рис.2.17

На цьому рисунку

$$Z_0 = Z_{02} = Z_{0p,u} = 620 \text{ Ом}; \quad Z_{01} = 206 \text{ Ом}.$$

Провідності $B_{1,2}$ розраховувалися, виходячи з того, щоб забезпечити використанні раніше фази коефіцієнтів відбиття:

$$\frac{B_1}{Y_0} \approx \frac{B_2}{Y_0} \approx -46.$$

Модуль коефіцієнта відбиття при цьому $|\Gamma| > 0,99$.

Розрахована частотна характеристика показана на рис.2.18 (суцільна лінія). На тому ж графіку для порівняння наведено частотну характеристику резонатора з щілиною ХЦЛ $w = 500$ мкм, оптимізованого з метою максимального розширення смуги частот між резонансами і розраховану методами електродинаміки (штрихова лінія).

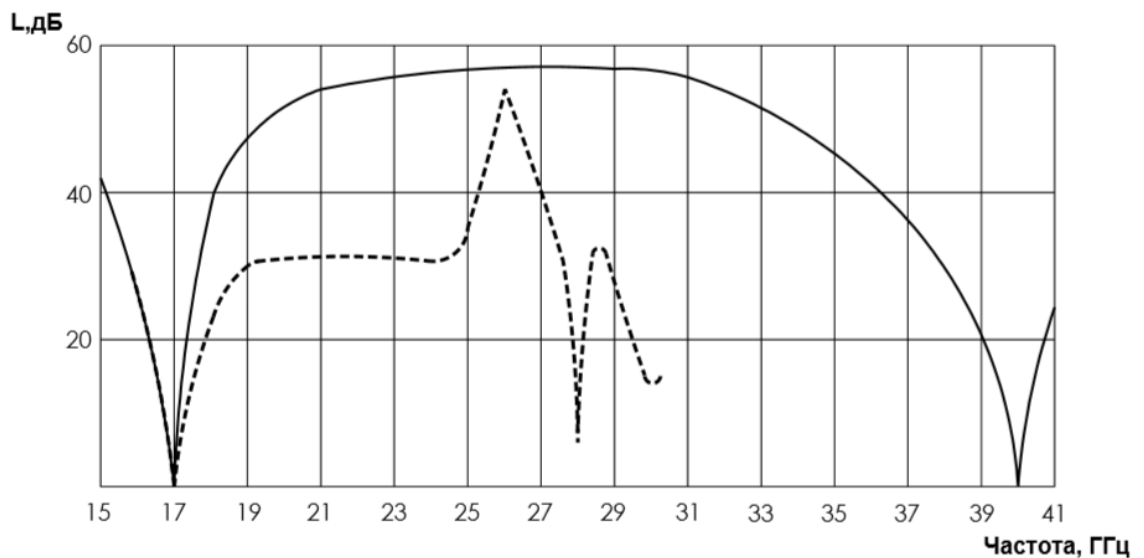


Рис.2.18

Із порівняння кривих видно, що максимальне значення відношення резонансних частот для реального резонатора складає величину $f_2/f_1 = 28/17 = 1,647$, що значно менше, ніж для ідеалізованої його моделі ($f_2/f_1 = 2,335$). Це є наслідком впливу дисперсії фазової швидкості і частотної залежності фаз коефіцієнтів відбиття від формуючих резонатор неоднорідностей. Більш показовим є порівняння частотних характеристик оптимізованого резонатора із ступінчастою зміною імпедансу і однорідного. Відповідні частотні залежності зображені на рис.2.19 для ширини щілини низькоомної секції $w=200$ мкм і на рис.2.20 ($w=1000$ мкм). Частотні залежності для SIR зображені суцільними лініями, для однорідного – штриховими.

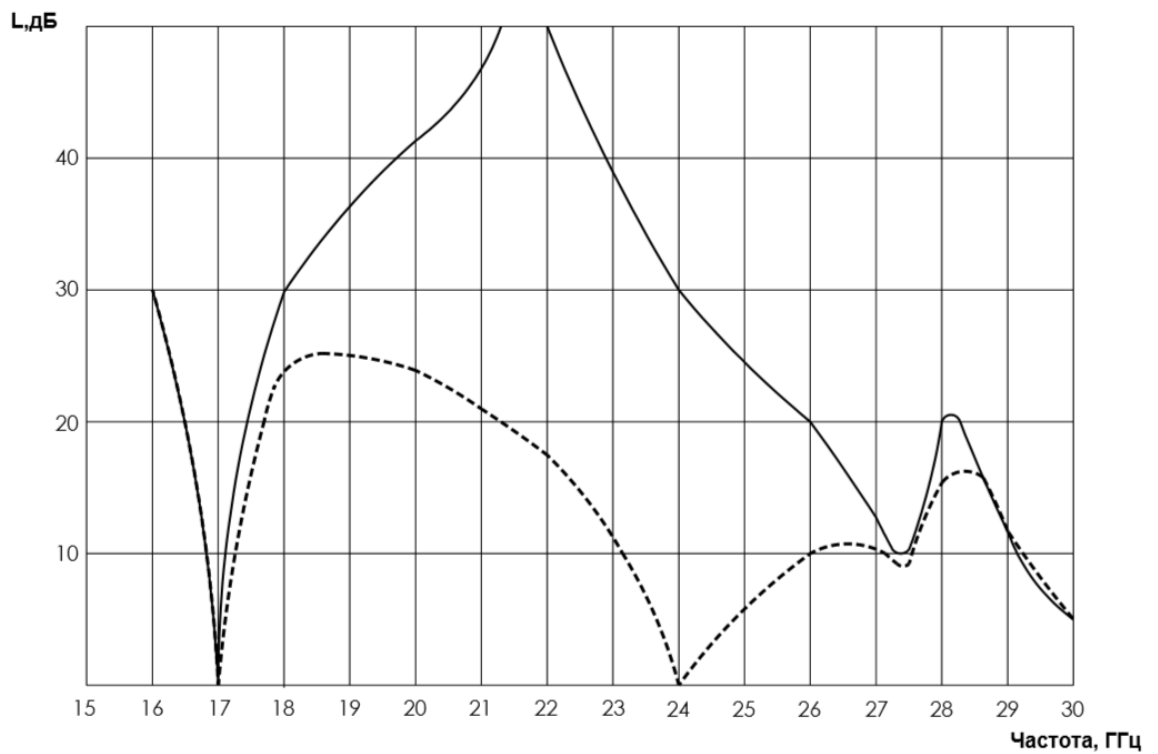


Рис.2.19

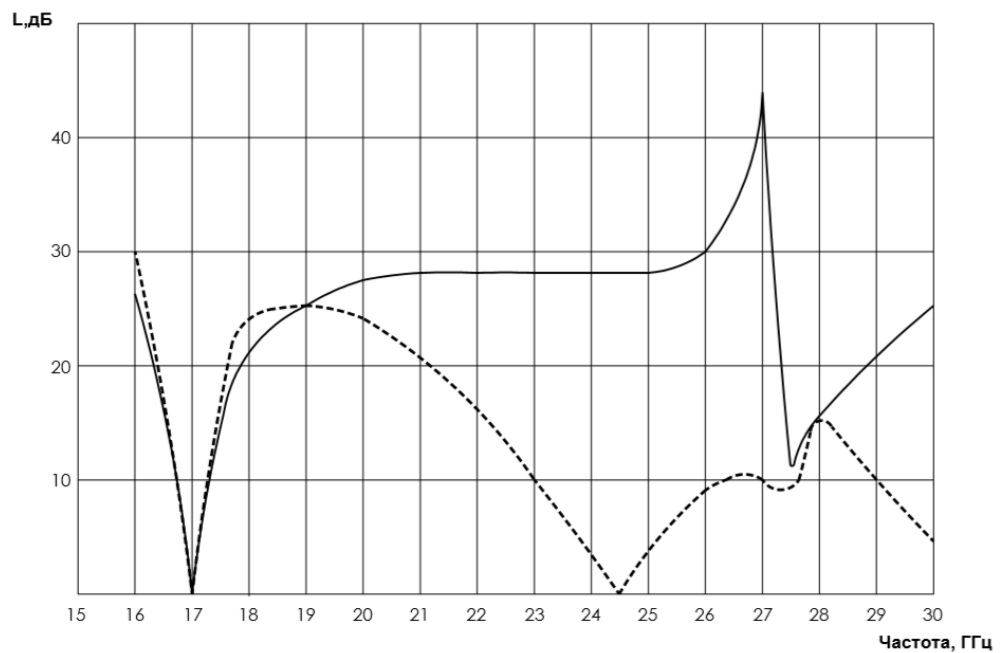


Рис.2.20

В обох випадках довжина низькоомної частини SIR оптимізувалась із метою максимального розширення смуги між резонансними частотами. Порівняння частотних характеристик підтверджує значне розширення зазначеної смуги частот. Більше того, виконані розрахунки характеристик SIR запропонованої

топології показують появу полюса характеристики робочого загасання в області між резонансами. Видно також, що розташування полюсу залежить від розмірів елементів топології, при цьому зміна частоти полюса не впливає на основну властивість SIR – розширену, порівняно з однорідним резонатором, смугу частот між резонансами основного і першого вищого типу.

Таким чином, у даному розділі були розглянуті основні властивості хвильоводно-планарних резонаторів зі ступінчастою зміною імпедансу. На рівні теорії довгих ліній встановлено основні фактори, які впливають на розширення смуги частот між резонансами основного і першого вищого типу. Виявлені закономірності якісно співпадають з тими, що характерні для поведінки реального резонатора, виконаного на основі ХЦЛ із ступінчастою зміною ширини щілини лінії. Виявлені особливості хвильоводно-щілинного SIR, що полягають в появі полюса характеристики робочого загасання в смузі частот між резонансами основного і першого вищого типу не передбачаються моделлю неоднорідного резонатора у термінах теорії довгих ліній.

Таким чином, у даному розділі були розглянуті основні властивості хвильоводно-планарних резонаторів зі ступінчастою зміною імпедансу. На рівні теорії довгих ліній встановлено основні фактори, які впливають на розширення смуги частот між резонансами основного і першого вищого типу. Виявлені закономірності якісно співпадають з тими, що характерні для поведінки реального резонатора, виконаного на основі ХЦЛ із ступінчастою зміною ширини щілини лінії. Виявлені особливості хвильоводно-щілинного SIR, що полягають в появі полюса характеристики робочого загасання в смузі частот між резонансами основного і першого вищого типу не передбачаються моделлю неоднорідного резонатора у термінах теорії довгих ліній.

3 РОЗРАХУНОК ХВИЛЕВОДНО-ПЛАНАРНИХ ФІЛЬТРІВ НА РЕЗОНАТОРАХ ІЗ СТУПІНЧАСТОЮ ЗМІНОЮ ІМПЕДАНСА

3.1 Постановка задачі і підходи до її вирішення

Детальне вивчення властивостей хвильоводно-планарних резонаторів із ступінчастою зміною імпедансу, здійснене у розділі 2 даної роботи, показало ряд важливих переваг цих елементів над хвильоводно-планарними резонаторами тієї ж групи, тобто побудованих на основі повздовжніх індуктивних діафрагм. Ці резонатори мають набагато ширші смуги частот між резонансами основного і першого вищого типу, значно більший рівень робочого загасання у цій смузі, для них характерна наявність полюсу загасання в цій смузі, частота якого може бути змінена без значного впливу на ширину самої смуги, а розмір самого резонатора на ту ж саму частоту основного резонансу майже в два рази менший. При цьому резонатор залишається планарним, тобто таким, що може бути забезпечений методами виготовлення, притаманним інтегральній технології. Доцільно використати зазначені неоднорідні резонатори для побудови на них багаторезонаторних фільтрів із метою значного покращення характеристик вибірконості звичайних широко застосовуваних сьогодні у складі гібридно-інтегральних схем міліметрового діапазону хвильоводно-планарних пристроїв на повздовжніх індуктивних діафрагмах.

Методи розрахунку багаторезонаторних фільтрів сьогодні можна поділити на дві, принципово протилежні за підходами групи . До першої відносяться методи, орієнтовані виключно на оптимізацію параметрів топології (кількість резонаторів, розміри резонаторів і елементів їх зв'язку) з метою мінімізації відхилення розрахованої характеристики фільтру від потрібної. Мінімальна сукупність вимог до характеристик – це границі смуги пропускання (f_1, f_2), частоти зверху смуги і нижче смуги пропускання (f_{AB}, f_{AH}), на яких загасання має бути не менше за L_A (дБ), тип характеристики фільтра (Батерворта, Чебишева і т.п.), допустимий рівень втрат в смузі

пропускання. У більш складних випадках до цих вимог додаються частоти полюсів характеристики робочого загасання, нерівномірність групового часу затримки в смузі частот пропускання, тощо. Ці додаткові вимоги до характеристик фільтрів можуть висуватися лише для фільтрів, в топології яких є елементи для їх реалізації (див. розділ 1 даної роботи). Розглядуваний підхід до розробки багаторезонаторних фільтрів є дуже трудомістким і потребує багатогодинних розрахунків на потужних обчислювальних засобах. Хоча вдосконалення методів і алгоритмів розрахунку тут і просувається достатньо швидко, а обчислювальна потужність зростає із року в рік, в сучасній літературі майже немає повідомлень про успішну оптимізацію складних за топологією багаторезонаторних (8 – 10 і більше резонаторів) фільтрів, хоча потреба в таких пристроях весь час зростає.

Для методів розрахунків багаторезонаторних фільтрів, що складають другу групу, характерний аналітичний підхід, заснований на застосуванні теорії кіл. При цьому чітко виділяються три етапи розрахунку: знаходження кількості резонаторів фільтру, знаходження необхідних зв'язків між резонаторами і розрахунок їх топології та розрахунок топології самих резонаторів. З цього видно, що характерним для цієї групи методів є розбиття складної топології фільтра на окремі елементи, формування вимог до кожного з них і розрахунок їх топології, виходячи із сформульованих вимог. За такого підходу час проектування фільтру і вимоги до технічних характеристик використовуваних засобів скорочуються в десятки разів, оскільки фактично зазначена процедура є процедурою прямого синтезу фільтра, а не синтезу через багаторазовий аналіз більш-менш випадкової його топології. На жаль, побудова ефективної - в плані точності отриманої в результаті топології - процедури прямого синтезу фільтра є непростю задачею, оскільки вона повинна враховувати особливості реалізації. Як результат, перелік класів фільтрів, для яких такі методики розроблені, обмежений, а для деяких важливих класів фільтрів, застосування яких є чи не єдиним способом

реалізації складних вимог до електричних характеристик, він досі не існує. Тем не менше, переваги, які надає прямий синтез багаторезонаторних фільтрів, спонукають до пошуку наближених методик для їх прямого розрахунку. Отримана в результаті вдалого наближеного синтезу топологія, як правило, є такою, що потребує від досвідченого розробника виконання всього декількох ітерацій в процедурі оптимізації її елементів.

3.2 Приклад прямого синтезу фільтра.

Для ілюстрації сказаного наведемо повну процедуру прямого синтезу фільтра з однорідними резонаторами на повздовжніх індуктивних діафрагмах. Топологія гібридно-інтегральної схеми (ГІС) фільтра показана на рис.3.1.

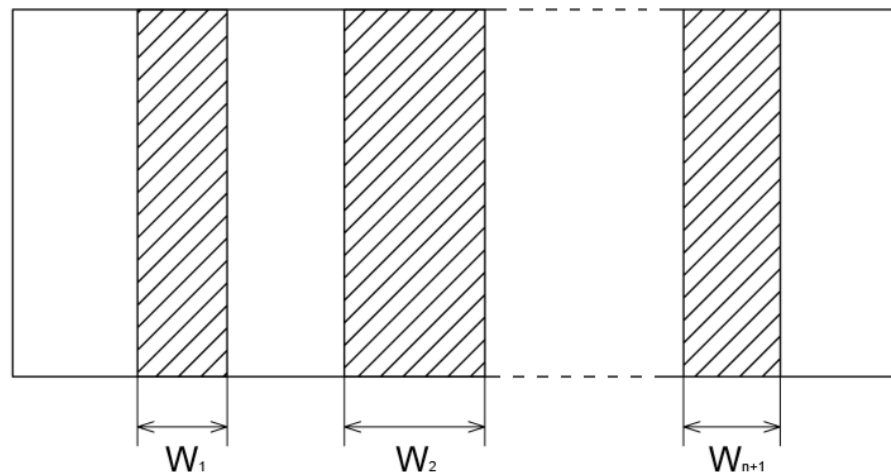


Рис.3.1

Фільтр складається із діелектричної підкладки товщиною “ d ” з розташованими на її поверхні тонкими, товщиною ξ , металевими стрічками (повздовжніми індуктивними діафрагмами) довжиною w_i ($i=1 \dots n+1$ для n -резонаторного фільтра). ГІС виготовляється методом фотолітографічного травлення і поміщається у невеликі за глибиною пази а прямокутному хвилеводі розмірами $a \times b$ (рис.3.2). Зазначені стрічки разом з відрізками частково-заповненого хвилеводу утворюють n резонаторів фільтра.

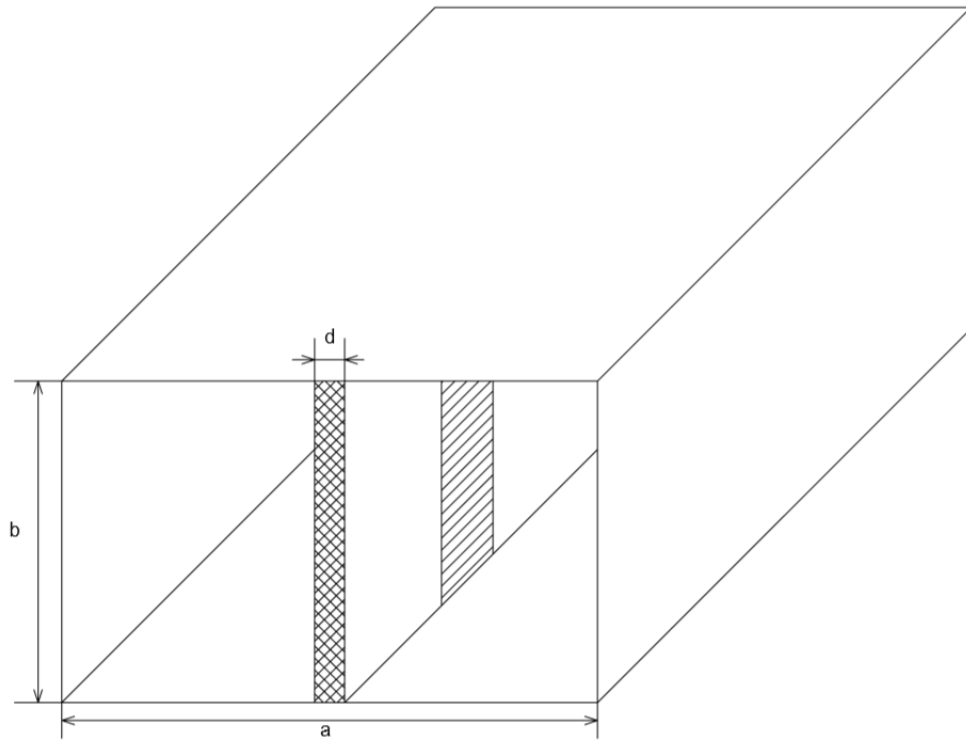


Рис.3.2

Вимогами до фільтра є нижня і верхня частоти смуги пропускання (f_1, f_2), частота f_{A2} вище частоти f_2 , на якій втрати повинні бути не менше за L_A (дБ). Оскільки характеристика фільтра несиметрична, вимога щодо вибірконості нижче смуги пропускання при цьому виконується автоматично. Для прикладу розрахуємо фільтр з характеристикою Чебишева, для якого $f_1=19,5\text{ГГц}$; $f_2=20,5\text{ГГц}$; $f_{A2}=21,5\text{ГГц}$; $L_A=10\text{дБ}$, рівень пульсацій в смузі пропускання $L_{ar}=0,5\text{дБ}$. Фільтр має бути виготовлений на підкладинці товщиною $d=140\text{мкм}$ із діелектричною сталою $\epsilon=2,2$, товщиною шару металізації $\xi=35\text{мкм}$ і бути розташований у хвильовдній камері з розмірами $a \times b=11 \times 5,5\text{мм}$.

3.2.1 Порядок синтезу фільтра. Класичний підхід [1].

3.1.1.1. Розрахунок кількості резонаторів фільтра слушно проводити за методикою, описаною в [1].

Перш за все введемо поняття частотного перетворення, за допомогою якого частотна характеристика смугового фільтра переходить у

характеристику ФНЧ (рис.3.3). В результаті цього для розрахунку смугового фільтра (рис.3.4) скористаємося результатами синтезу ФНЧ.

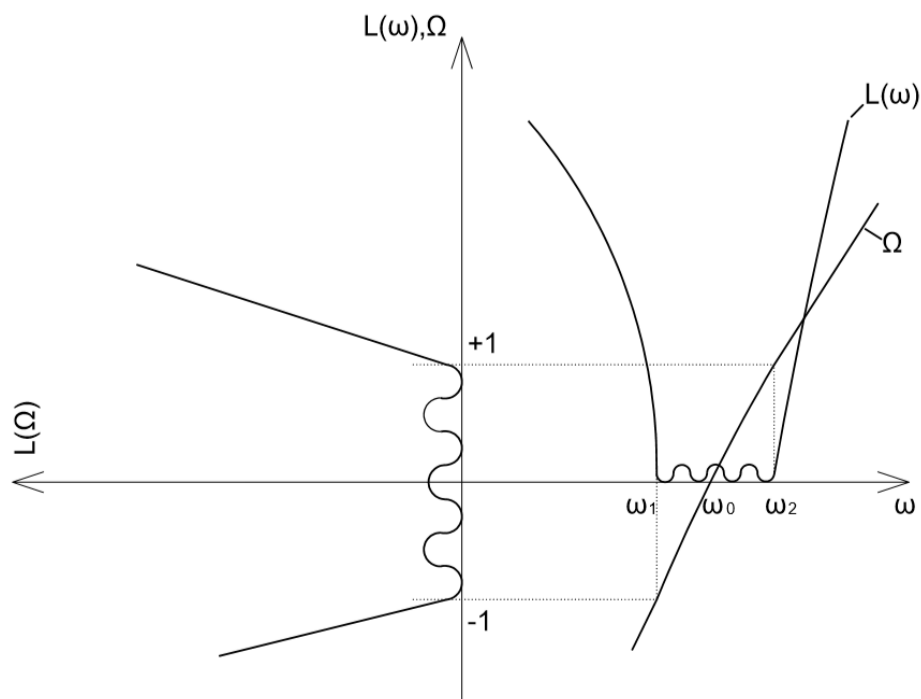


Рис.3.3

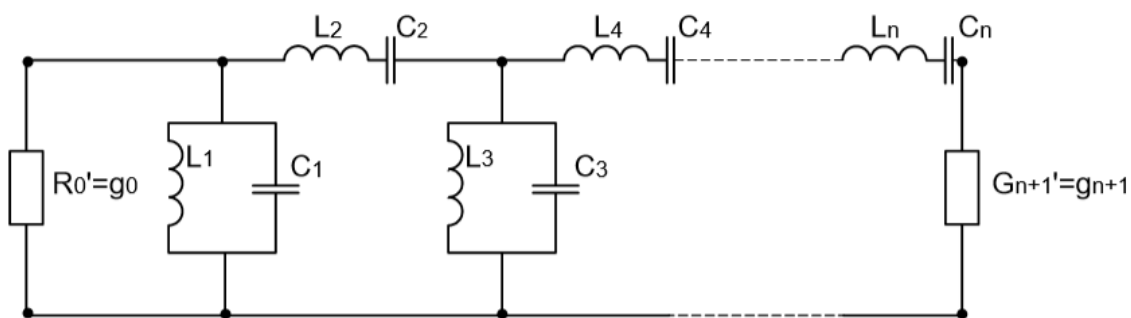


Рис.3.4

Формула перетворення має вигляд:

$$\Omega = \frac{\omega_{\text{НЧ}}}{\omega_{\text{ЗНЧ}}} = A \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right), \quad (3.1)$$

де $\omega_{\text{НЧ}}$ - змінна перетворена частота, $\omega_{\text{ЗНЧ}}$ - частота зрізу ФНЧ,

параметри A , ω_0 знаходяться, виходячи з вимог:

$$\text{при } \omega = \omega_1 \quad \frac{\omega_{\text{НЧ}}}{\omega_{\text{ЗНЧ}}} = -1;$$

$$\text{при } \omega = \omega_2 \quad \frac{\omega_{\text{НЧ}}}{\omega_{\text{ЗНЧ}}} = 1.$$

Підставляючи зазначені умови в (3.1), отримуємо два рівняння:

$$A \left(\frac{\omega_1}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_1} \right) = -1,$$

$$A \left(\frac{\omega_2}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_2} \right) = 1.$$

Звідси

$$\frac{\omega_1}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_1} = \frac{\omega_2}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_2}; \quad \omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}; \quad A = \frac{\omega_0}{\Delta\omega}, \quad (3.2)$$

де $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$.

Таким чином формула частотного перетворення приймає вид:

$$\frac{\omega_{\text{НЧ}}}{\omega_{\text{ЗНЧ}}} = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = \frac{1}{\Delta\omega/\omega_0} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right). \quad (3.3)$$

Величина $W_\omega = \frac{1}{A} = \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$ отримала назву відносної ширини смуги пропускання. Очевидно, що при $W_\omega \ll 1$ $\omega_0 \approx (\omega_1 + \omega_2)/2$ і

$$W_\omega = 2 \frac{\Delta\omega}{\omega_1 + \omega_2} = 2 \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_1 + \omega_2}. \quad (3.4)$$

Перетворення характеристик, показане на рис.3.3, отримане поки що формально, без підтвердження можливості фізичної реалізації, однак дає можливість знайти кількість елементів ФНЧ, яке реалізує перетворену характеристику. При цьому слід зауважити, що при реалізації резонаторів на базі хвилеведучих систем рекомендовано зменшити вплив дисперсії за рахунок формальної заміни в наведених формулах $\omega \rightarrow 1/\lambda_g$, де λ_g - довжина хвилі в хвилеводі резонатора (заміна є еквівалентною при відсутності дисперсії). За зазначених зауважень формули частотного перетворення набувають вигляду:

$$\frac{\omega_{\text{НЧ}}}{\omega_{\text{ЗНЧ}}} \approx \frac{2}{W_\omega} \frac{\omega - \omega_0}{\omega} \rightarrow \frac{2}{W_\lambda} \frac{\lambda_{g0} - \lambda_g}{\lambda_{g0}},$$

$$W_\omega \rightarrow W_\lambda = \frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{\lambda_{g0}}, \quad \lambda_{g0} = \frac{1}{2}(\lambda_{g1} + \lambda_{g2}), \quad (3.5)$$

де $\lambda_{g1}, \lambda_{g2}$ – довжини хвиль у хвилеведучій системі резонатора на частотах ω_1 і ω_2 , відповідно. Для нашого випадку, зважаючи на малу товщину і незначну діелектричну проникність підкладинки, довжину хвилі у хвилеводі вважаємо рівною довжині хвилі в пустому хвилеводі:

$$\lambda_{g1} = 2,152 \text{ см}; \lambda_{g2} = 1,96 \text{ см}; \lambda_{g0} = 2,051 \text{ см}; W_\lambda = 0,0936.$$

На частоті $f_{A2} = 21,5$ ГГц; $\lambda_{gA2} = 1,805$ см. Тоді, згідно (3.5) отримуємо

$$\Omega_{A2} = \frac{2}{0,0936} \cdot \frac{2,051 - 1,805}{2,051} = 2,563.$$

Користуючись таблицею залежності рівня загасання від безрозмірної величини $\Omega_{A2} - 1$ для фільтрів Чебишева із різною кількістю резонаторів і рівнем пульсацій в смузі пропускання, що дорівнює $L_{Ar}=0,5$ дБ (рис. 4.03.42, стор.82, [1]), знайдемо мінімальну кількість резонаторів фільтра $n = 2$. Зазначимо, що при цьому загасання на частоті f_{A2} становитиме більше 12 дБ.

3.1.1.2. Розрахунок вимог до елементів зв'язку резонаторів.

Частотне перетворення (3.1) було б чисто формальним, якби перетворена характеристика не могла б бути фізично реалізованою. З метою перевірити реалізованість знайдемо реактивний опір послідовного контуру

$$Y_{\text{посл.}} = \omega L - \frac{1}{\omega C} \approx \omega L \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right) = \omega L \frac{\omega_0}{\omega} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (3.6)$$

Одночасно знайдемо опір індуктивності $L_{\text{НЧ}}$ на перетворених частотах. При цьому користуємося співвідношенням (3.3):

$$\omega_{\text{НЧ}} L_{\text{НЧ}} = \frac{\omega_{\text{НЧ}}}{\omega_{\text{ЗНЧ}}} \cdot \omega_{\text{ЗНЧ}} L_{\text{НЧ}} = \omega_{\text{ЗНЧ}} L_{\text{НЧ}} \frac{1}{W_\omega} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right). \quad (3.7)$$

Прирівнюючи (3.6) і (3.7), отримуємо

$$L = \omega_{\text{ЗНЧ}} \cdot \frac{1}{W_\omega \omega_0} \cdot L_{\text{НЧ}} = \frac{\omega_{\text{ЗНЧ}}}{\Delta \omega} L_{\text{НЧ}}. \quad (3.8)$$

Співвідношення (3.8) показує, що частотне перетворення (3.3) відповідає перетворенню характеристики ФНЧ з частотою зрізу $\omega_{\text{ЗНЧ}}$ з індуктивностями $L_{\text{НЧ}i}$ в характеристику смугового фільтра з послідовними контурами, індуктивності яких розраховуються згідно (3.8). Ємності послідовних контурів знаходяться, виходячи з умови резонансу $C_i = \frac{1}{\omega_0^2 L_i}$. Діючи в такий самий спосіб, знаходимо, що ємності цього ФНЧ перетворюються в паралельні контури з ємкостями, що знаходяться за формулами

$$C = \frac{\omega_{\text{ЗНЧ}}}{\Delta\omega} C_{\text{НЧ}}. \quad (3.9)$$

Індуктивності при цьому дорівнюють $L_k = \frac{1}{\omega_0^2 C_k}$. Додамо, що величина $\omega_{\text{ЗНЧ}}$ — довільна і, зокрема, може бути взагалі рівною 1 рад/сек. Тоді $L_{\text{НЧ}}/Z_0$ і $C_{\text{НЧ}}/Y_0$ — це параметри НЧ фільтра-прототипа, які табульовані, наприклад в [1] (стор. 88, 90-94).

Таким чином, розрахунок смугового фільтра, побудованого на зосереджених елементах (рис.3.4) зведено до відомої процедури синтезу ФНЧ.

Безпосередньому використанню отриманого результату для синтезу смугових фільтрів НВЧ діапазону заважають дві обставини. По-перше, реалізація послідовних, включених послідовно контурів фільтра (рис.3.4) в НВЧ діапазоні надзвичайно ускладнена. По-друге, зображені на рис.3.4 контури на зосереджених елементах в НВЧ діапазоні реалізуються за допомогою розподілених систем (резонаторів), що потребує встановлення відповідності між обома видами схем.

Таким чином, першим актуальним завданням є перетворення схеми фільтра (рис.3.4) в таку, що складається із подібних один до одного паралельних контурів, з'єднаних відповідними схемними елементами. Роль таких елементів виконують інвертори опорів і провідностей. Оскільки, як зазначалося раніше, розрахунок смугового фільтра може бути зведений до розрахунку відповідного ФНЧ, поняття інвертору розглянемо стосовно фільтра низьких частот. А саме, вирішуємо задачу перетворення ФНЧ в

еквівалентну схему, яка містить інвертори опорів або провідностей і реактивні елементи лише одного типу. Відповідні перетворення схем пояснюються на рис. 3.5, 3.6, 3.7.

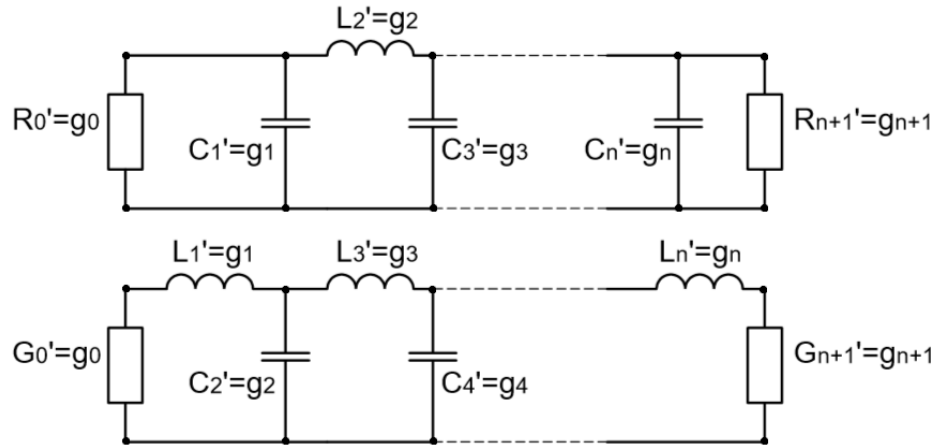


Рис.3.5

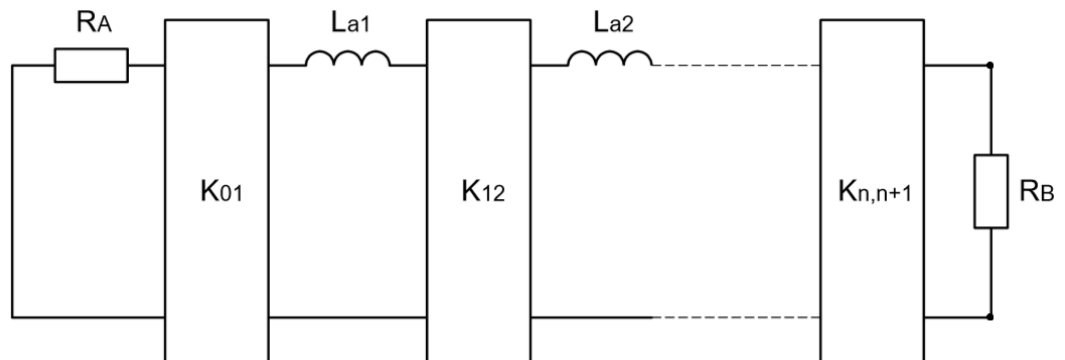


Рис.3.6

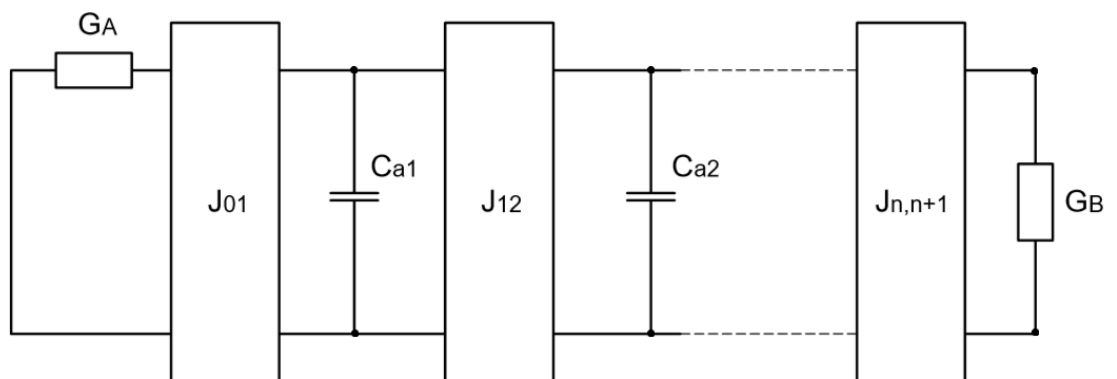


Рис.3.7

Перетворення ланцюгів за допомогою інверторів опору продемонструємо на прикладі схеми з 4-х елементів, зображеної на рис.3.8.

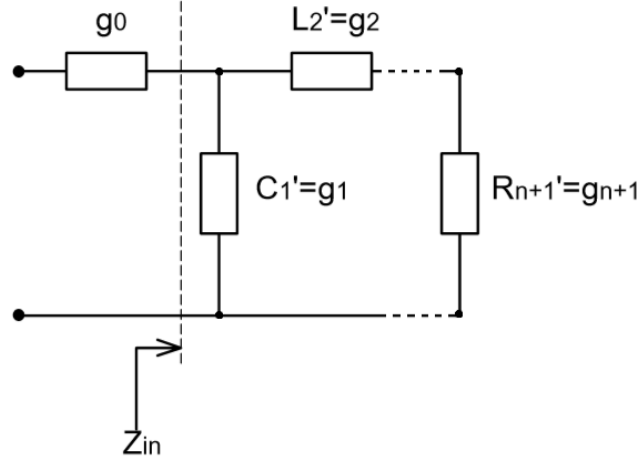


Рис.3.8

Процес перетворення показаний на рис.3.9. Для схеми рис.3.8 маємо

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega' C_1' + \frac{K_{12}^2}{j\omega' L_2' + \frac{1}{R_{n+1}'}}} = \frac{1/j\omega' C_1'}{1 + \frac{1/j\omega' C_1' \cdot j\omega' L_2'}{1 + \frac{1}{j\omega' L_2' \cdot R_{n+1}'}}} \quad (3.10)$$

Для схеми з інверторами:

$$Z_{in}' = \frac{K_{01}^2}{j\omega' L_{a1}^{HЧ} + \frac{K_{12}^2}{j\omega' L_{a2}^{HЧ} + \frac{K_{23}^2}{R_B}}} = \frac{K_{01}^2/j\omega' L_{a1}^{HЧ}}{1 + \frac{K_{12}^2/j\omega' L_{a1}^{HЧ}}{j\omega' L_{a2}^{HЧ} + \frac{K_{23}^2}{R_B}}} = \frac{K_{01}^2/j\omega' L_{a1}^{HЧ}}{1 + \frac{K_{12}^2/j\omega' L_{a1}^{HЧ} \cdot j\omega' L_{a2}^{HЧ}}{1 + \frac{K_{23}^2/j\omega' L_{a2}^{HЧ}}{R_B}}} \quad (3.11)$$

Враховуючи, що $\frac{Z_{in}'}{Z_{in}} = \frac{R_A}{g_0}$ і співставляючи після цього (3.10) і (3.11),

отримуємо:

$$K_{01} = \sqrt{\frac{L_{a1}^{HЧ} \cdot R_A}{g_0 \cdot g_1}}; \quad K_{12} = \sqrt{\frac{L_{a1}^{HЧ} \cdot L_{a2}^{HЧ}}{g_1 \cdot g_2}}; \quad K_{23} = \sqrt{\frac{R_A \cdot L_{a2}^{HЧ}}{g_2 \cdot g_3}}. \quad (3.12)$$

Узагальнюючи, для випадку n елементного фільтра маємо наступні вирази для параметрів К-інверторів:

$$K_{01} = \sqrt{\frac{L_{a1}^{HЧ} \cdot R_A}{g_0 \cdot g_1}}; \quad K_{s,s+1} = \sqrt{\frac{L_{as}^{HЧ} \cdot L_{as+1}^{HЧ}}{g_s \cdot g_{s+1}}}, \quad (s = 1 \dots n-1);$$

$$K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{L_{an}^{HЧ} R_B}{g_n \cdot g_{n+1}}}. \quad (3.13)$$

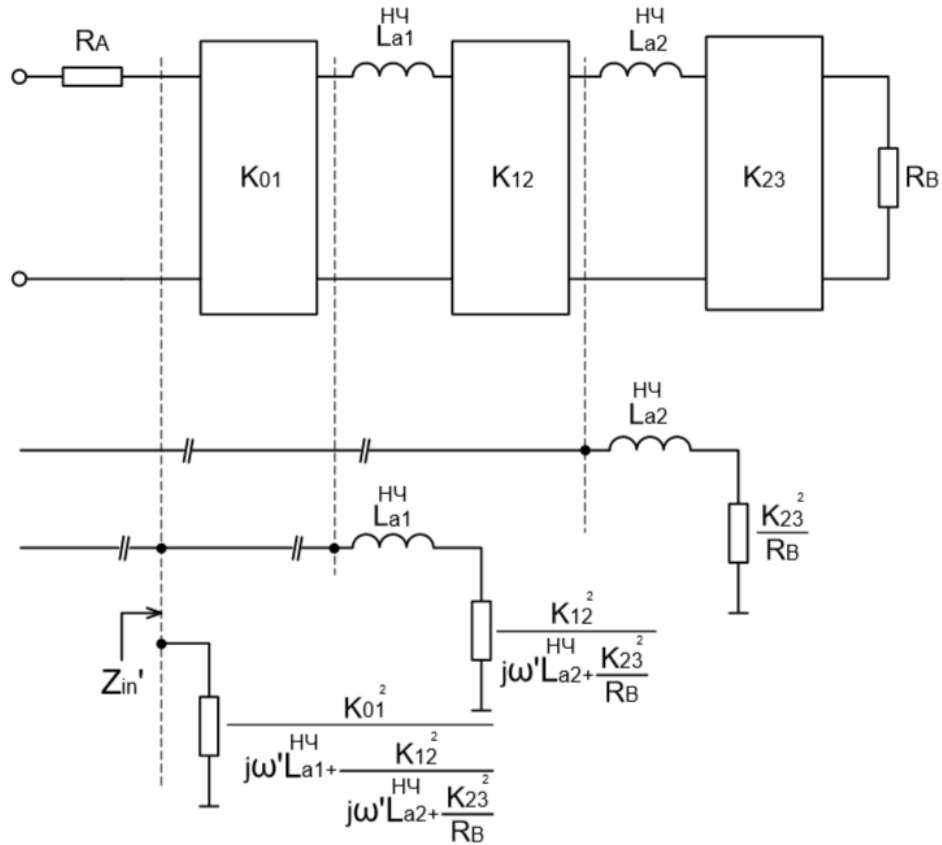


Рис.3.9

Враховуючи раніш викладене, для параметрів К-інверторів смугового фільтра, отримуємо

$$K_{01} = \sqrt{\frac{R_A W_\omega \omega_0 L_{a1}^{HЧ}}{g_0 \cdot g_1}}; \quad K_{s,s+1} = W_\omega \omega_0 \sqrt{\frac{L_{as}^{HЧ} \cdot L_{as+1}^{HЧ}}{g_s \cdot g_{s+1}}}, \quad (s = 1 \dots n-1);$$

$$K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{R_B W_\omega \omega_0 \cdot L_{an}^{HЧ}}{g_n \cdot g_{n+1}}}. \quad (3.14)$$

Другою перепоною на шляху застосування розвиненої методики синтезу ФНЧ до синтезу смугових фільтрів НВЧ діапазону є неможливість кількісно співставити параметри об'ємного резонатора і LC -контура, а точніше - обчислити для цього резонатора його ємність, яка необхідна для розрахунку по співвідношенням (3.14). Для того, щоб обійти зазначену складність, в [1] було запропоновано ввести параметр крутизни реактивного опору; цей параметр можна обчислити і для контуру і для резонатора, якщо останній

представити у вигляді відрізка лінії передачі, обмеженої неоднорідностями, як це було в розділі 2 цієї роботи. Дійсно, згідно з [1]

$$x = \frac{\omega_0}{2} \frac{\partial X}{\partial \omega} \Big|_{\omega=\omega_0} \quad (3.15)$$

і для послідовного контуру

$$x = \frac{\omega_0}{2} \frac{\partial}{\partial \omega} \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \Big|_{\omega=\omega_0} = \frac{\omega_0 2L}{2} = \omega L. \quad (3.15a)$$

З іншого боку, для вхідного опору півхвильового резонатора, утвореного двома малими паралельними індуктивними провідностями на кінцях, маємо $X = X_{\text{BX}} = Z_0 \operatorname{tg} \beta l$. Звідси

$$\frac{\partial X}{\partial \omega} \Big|_{\omega=\omega_0} = \frac{\partial X_{\text{BX}}}{\partial \beta} \frac{\partial \beta}{\partial \omega} \Big|_{\omega=\omega_0} = \frac{\partial X_{\text{BX}}}{\partial \beta} \frac{1}{\frac{\partial \omega}{\partial \beta}} \Big|_{\omega=\omega_0} = \frac{\partial X_{\text{BX}}}{\partial \beta} \frac{1}{V_{\text{гр}}} \Big|_{\omega=\omega_0}, \quad (3.16)$$

де $V_{\text{гр}}$ - групова швидкість хвилі на резонансній частоті. Вважаючи дисперсію відсутньою і покладаючи $V_{\text{гр}} = V_{\text{ф}} = C$, з (3.16) маємо:

$$\frac{\partial X_{\text{BX}}}{\partial \beta} \frac{\partial \beta}{\partial \omega} = \frac{Z_0}{C} \frac{1}{\cos^2 \beta l} \Big|_{\beta l = \pi} \cdot l = \frac{Z_0}{C} \frac{\lambda_0}{2} = Z_0 \frac{1}{2f_0}.$$

Звідси для крутизни реактивного опору одержимо

$$x = \frac{\omega_0}{2} \frac{Z_0}{2f_0} = \frac{2\pi f_0}{4f_0} Z_0 = \frac{\pi}{2} Z_0. \quad (3.17)$$

Порівнюючи (3.15a) і (3.17), бачимо, що

$$\omega_0 L = \frac{\pi}{2} Z_0. \quad (3.18)$$

Підставляючи цей результат в (3.14) і вважаючи, що фільтр зліва і справа навантажений однією і тою ж лінією передачі з опором Z_0 , отримуємо:

$$K_{01} = Z_0 \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{W_\lambda}{g_0 \cdot g_1}}; \quad K_{s,s+1} = Z_0 \frac{\pi}{2} W_\lambda \frac{1}{\sqrt{g_s \cdot g_{s+1}}}, \quad (s = 1 \dots n-1);$$

$$K_{n,n+1} = Z_0 \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{W_\lambda}{g_n \cdot g_{n+1}}}, \quad (3.19)$$

де враховано, що при застосуванні методики щодо фільтрів з хвильоводними резонаторами бажано замінити параметр W_ω на W_λ , згідно з (3.5).

3.1.1.3. Розрахунок топології елементів зв'язків резонаторів і довжин резонаторів

Використання співвідношень (3.19) ставить питання щодо практичної реалізації інверторів опорів. З рис.3.1 ясно, що йдеться про вибір таких розмірів індуктивних діафрагм (конкретно їх протяжності вздовж вісі хвильоводу), при яких реалізовані ними параметри інверторів будуть відповідати вимогам (3.19). Отож, узагальнюючи, йдеться про знаходження зв'язку між електродинамічними характеристиками формуючих резонатор неоднорідностей і параметрами реалізованих ними інверторів опору. Для встановлення зазначеного зв'язку представимо формуючу неоднорідність у вигляді чотиріполюсника, який опишемо його S- матрицею (рис.3.10а).

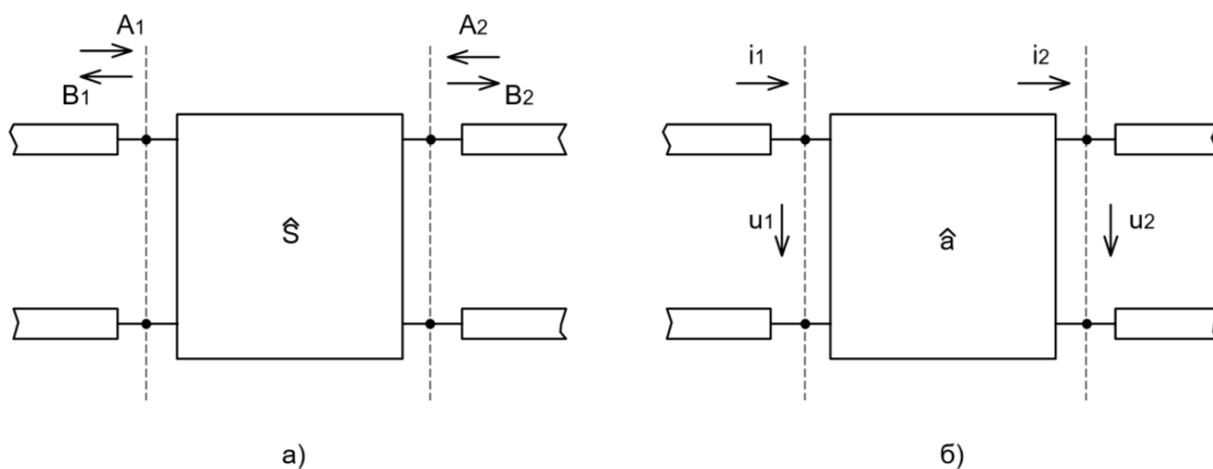


Рис.3.10

Враховуючи особливість розглядуваної топології фільтра, маємо $S_{11} = S_{22}$; $S_{12} = S_{21}$. Реактивність елементів зв'язку резонаторів дає зв'язок між елементами розсіяння матриці $\hat{S}$: $|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 = 1$; $2\varphi_{11} = 2\varphi_{12} \pm \pi$ (тут $\varphi_{11}, \varphi_{12}$ - фази відповідних елементів матриці $\hat{S}$). Одночасно представимо ці ж коефіцієнти у вигляді а-матриці (3.10б), відносно якої відомо, що якщо елемент має властивості інвертора опору, то $a_{11} = a_{22} = 0$; $a_{12} = jK$; $a_{21} = j/K$, де K – коефіцієнт інверсії, так що $Z_{\text{вх}} = K^2/Z_{\text{вих}}$:

$$\hat{a} = \begin{bmatrix} 0 & jK \\ j/K & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.20)$$

Використовуючи відомі формули зв'язку $\hat{S}$ і $\hat{a}$ матриць [2]

$$\hat{S}_{\text{інв}} = \frac{1}{|a| - (a_{11} + a_{21})(a_{21} + a_{22})} \cdot \begin{bmatrix} |a| - (a_{11} - a_{21})(a_{21} + a_{22}) & -2|a|a_{21} \\ -2a_{21} & |a| - (a_{11} + a_{21})(a_{22} - a_{21}) \end{bmatrix},$$

де $|a| = a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21}$ і вигляд матриці інвертора (3.20), отримуємо

$$\hat{S}_{\text{інв}} = \begin{bmatrix} \frac{1 - K^2}{1 + K^2} & \frac{-2jK}{1 + K^2} \\ \frac{-2jK}{1 + K^2} & \frac{1 - K^2}{1 + K^2} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Зауважимо, що вигляд матриці (3.21) повністю відповідає вище зазначеним її властивостям. Підкреслимо, що вид S - матриці (3.21) отриманий з вимоги, щоб описуваний нею чотириполіусник був інвертором. При цьому звертає на себе увагу те, що параметри $S_{11} = S_{22}$ цього чотириполіусника мають бути дійсними, в той час як ці елементи у реального чотириполіусника, за допомогою якого ми намагаємося реалізувати інвертор (рис.3.10а), дорівнюють $|S_{11}|e^{j\varphi_{11}} = |S_{22}|e^{j\varphi_{22}}$. Повна відповідність вимогам до інвертора може, очевидно, бути досягнена, якщо чотириполіусник, зображений на рис. 3.10а доповнити зліва і справа фазообертачами, що вносять зсуви фаз рівні

$$\psi_1 = \psi_2 = -\frac{\varphi_{11}}{2} = -\frac{\varphi_{22}}{2}. \quad (3.22)$$

Таким чином, повна схема інвертора показана на рис.3.11. Схемою вноситься параметр інвертора

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2}{1 + |S_{11}|^2}.$$

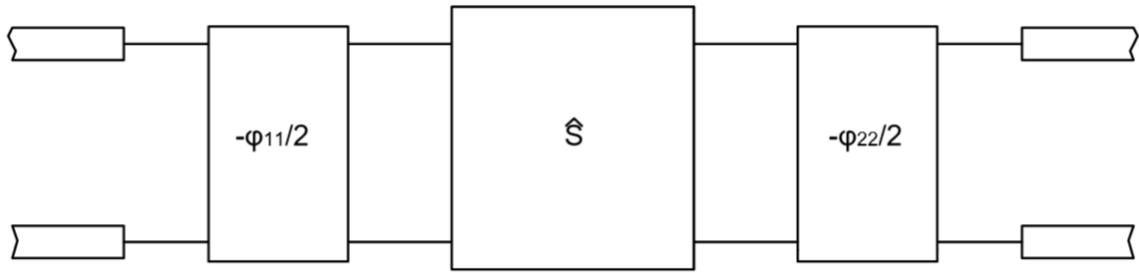


Рис.3.11

З (3.22) видно також, завдяки додаванням до неоднорідності фазообертачів відбуватиметься зміна півхвильової довжини резонаторів. Довжина резонатора може бути розрахована з умови резонансу відрізка лінії передачі, розташованої між сусідніми інверторами $K_{i-1,i}$, $K_{i,i+1}$:

$$\beta l_i = \frac{1}{2}(\varphi_i + \varphi_{i+1}). \quad (3.23)$$

Застосуємо отримані результати до розрахунку розглядуваного дворезонаторного фільтра. Для нашого випадку маємо $g_0 = 1$; $g_1 = 1,4029$; $g_2 = 0,7071$; $g_3 = 1,9841$.

З (3.19) обчислюємо

$$\frac{K_{01}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{0,0936}{1 \cdot 1,4029}} = 0,324;$$

$$\frac{K_{12}}{Z_0} = \frac{\pi}{2} 0,047 \frac{1}{\sqrt{1,4029 \cdot 0,7071}} = 0,148;$$

$$\frac{K_{23}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{0,0936}{0,7071 \cdot 1,9841}} = \frac{K_{01}}{Z_0} = 0,324.$$

На рис.3.12 зображені розраховані залежності модуля коефіцієнта відбиття від довжини “w” індуктивної діафрагми на центральній частоті фільтра $f_0 = 20$ ГГц. На рис.3.13 зображені залежності коефіцієнта інверсії K від цієї довжини, розраховані на підставі даних рис.3.12. З графіків знаходимо довжини діафрагм $w_1 = w_3 = 1,12$ мм і $w_2 = 2,94$ мм.

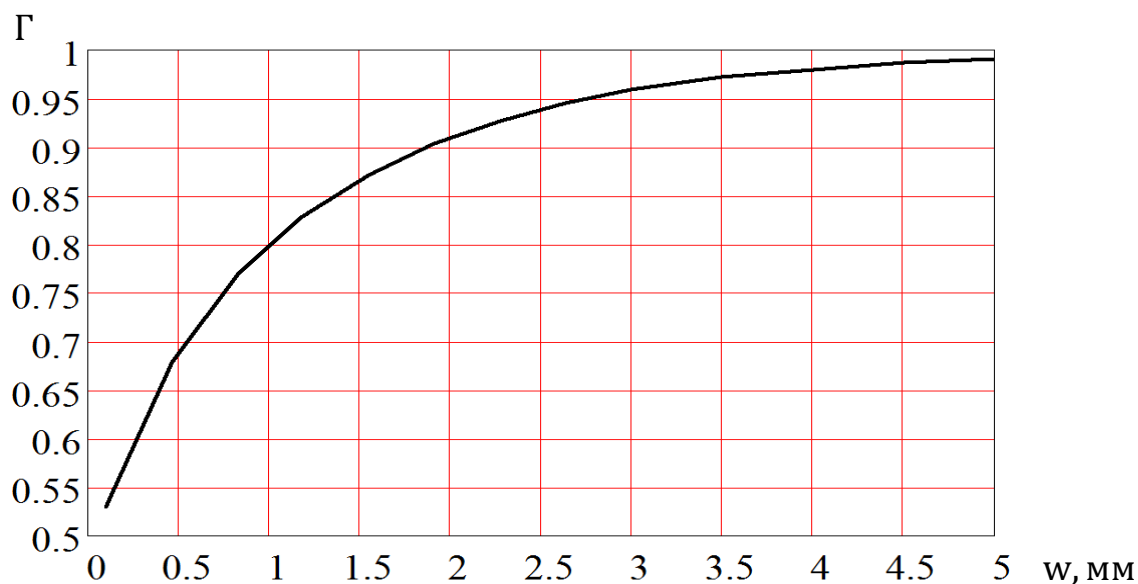


Рис.3.12



Рис.3.13

На рис. 3.14 зображені розраховані залежності від довжини фаз коефіцієнтів відбиття. При знайдених довжинах фази дорівнюють $\varphi_{11w1} = \varphi_{11w3} = 2,245$ рад; $\varphi_{11w2} = 2,292$ рад. Звідси знаходимо довжини резонаторів

$$l_1 = l_2 = \frac{1}{2}(\varphi_{11w1} + \varphi_{11w2})/\beta,$$

де β – фазова стала частково-заповненого хвильоводу резонатора на частоті f_0 ; $\beta = 3,152 \text{ см}^{-1}$ (це значення отримане із рішення відомого точного

дисперсійного рівняння для частково-заповненого хвильоводу). Обчислення дають

$$l_1 = l_2 = \frac{1}{2}(2,245 + 2,292)/3,152 = 0,719 \text{ см.}$$

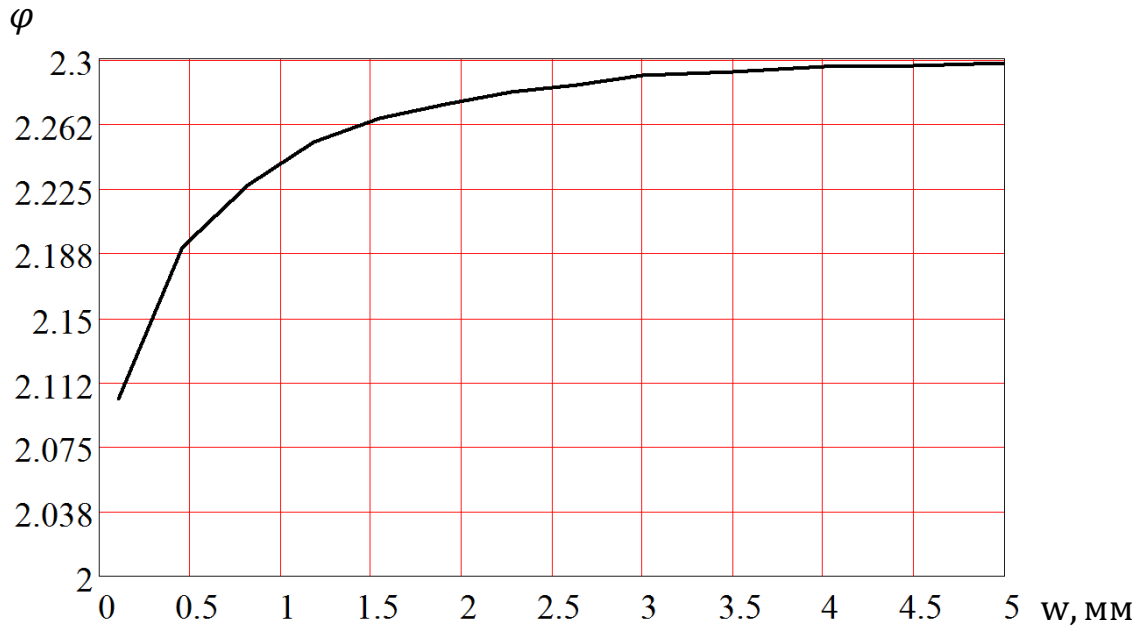


Рис.3.14

Розраховані в пакеті програм електродинамічного аналізу характеристики синтезованого фільтра зображені на рис.3.15, 3.16

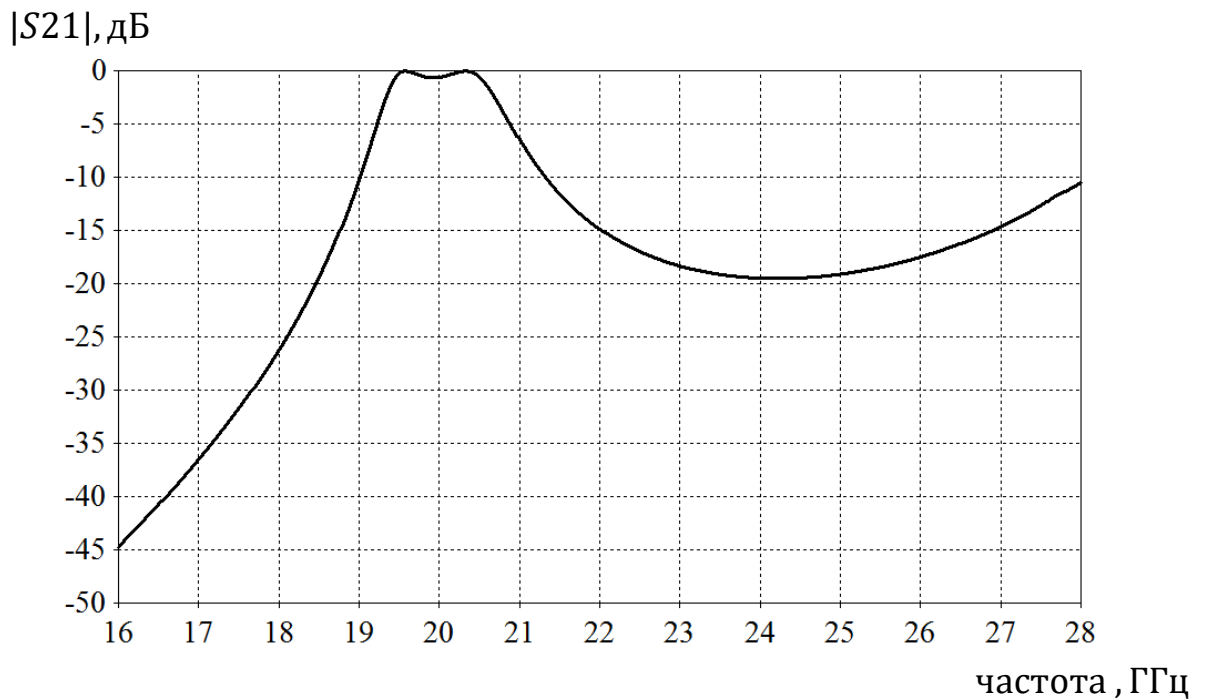


Рис.3.15

|S21|, дБ

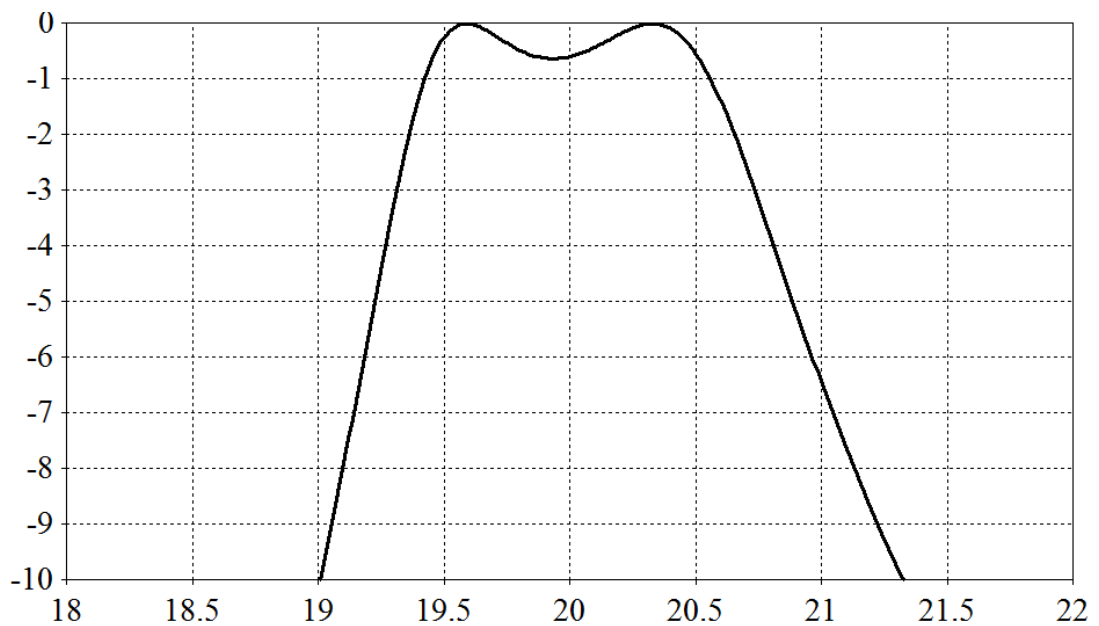


Рис.3.16

(на останньому рисунку детально відображено поведінку фільтра в районі смуги частот пропускання). Видно, що рівень пульсацій перевищує заданий і становить 0,65 дБ; за цим рівнем пульсацій смуга частот пропускання знаходиться в межах від $f_1 = 19,433$ ГГц до $f_2 = 20,516$ ГГц і перевищує задану на 83 МГц, що є небажаним для цілого ряду застосувань. Розрахунки показують, що подібні відхилення зростають при розташуванні смуги пропускання у верхній частині робочого діапазону хвилеводу.

3.3 Модифікація класичної методики синтезу.

Недоліки класичної методики синтезу в значній мірі були подолані в роботі [3]. Ідея полягала в тому, щоб замість застосованого в (3.19) значення $\frac{\pi}{2}Z_0$ крутизни реактивного опору резонатора довжиною $l = \lambda/2$ використати значення цього параметру для реального резонатора, довжина якого значно відрізняється від половини довжини хвилі. Отже, формули (3.19) змінюються на більш загальні і набувають вигляду:

$$\frac{K_{01}}{Z_0} = \sqrt{\frac{x_1 W_\lambda}{g_0 \cdot g_1}}; \quad \frac{K_{s,s+1}}{Z_0} = W_\lambda \sqrt{\frac{x_s x_{s+1}}{g_s \cdot g_{s+1}}}, \quad (s = 1 \dots n - 1);$$

$$\frac{K_{n,n+1}}{Z_0} = \sqrt{\frac{x_n W_\lambda}{g_n \cdot g_{n+1}}}. \quad (3.24)$$

Формули (3.24) мають ітераційний характер: оскільки на початку розрахунків довжини резонаторів невідомі, параметри x_n обчислені бути не можуть. Тому початкові значення довжин приймаються рівними $\lambda/2$ і, відповідно, параметри інверторів розраховуються за формулами (3.19). Для розрахунку параметрів крутизни реактивного опору реального резонатора скористаємося його моделлю, зображеною на рис.3.17.

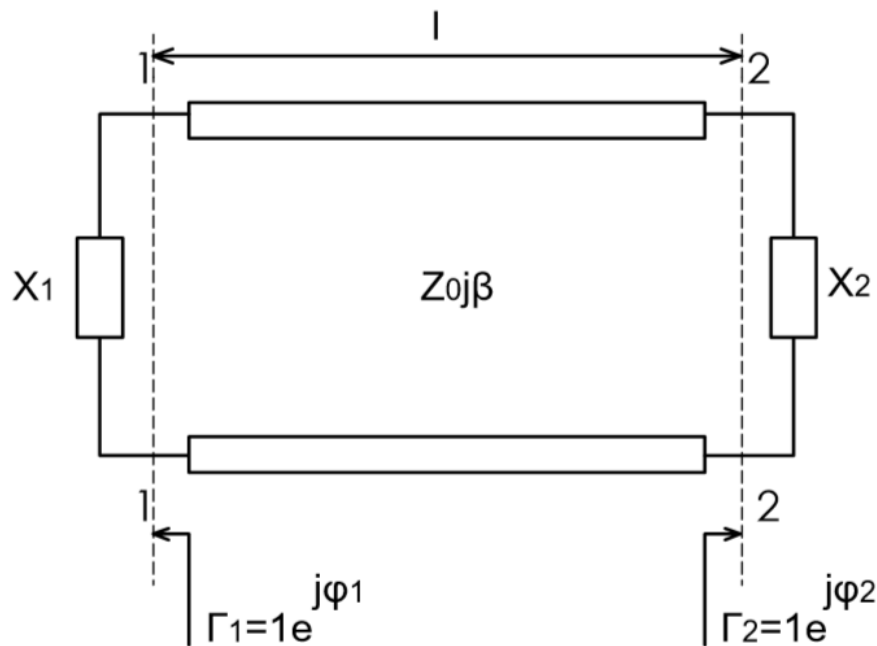


Рис.3.17

Вважаємо резонатор складеним з відрізка лінії довжиною l , обмеженого двома реактивними опорами X_1 , X_2 , які створюють рівні одиниці за модулем коефіцієнти відбиття, фази яких дорівнюють $\varphi_{11}^{(1)}$ і $\varphi_{11}^{(2)}$, відповідно. Для зображеної моделі маємо:

$$\tilde{X} = X_1 = Z_0 \operatorname{ctg} \frac{\varphi_{11}^{(1)}}{2}; \quad \vec{X} = X_2 = Z_0 \operatorname{ctg} \frac{\varphi_{11}^{(2)} - 2\beta l}{2}, \quad (3.25)$$

де $\tilde{X}$, $\vec{X}$ - вхідні опори в площині 1-1 зліва і справа, відповідно. Умовою резонансу зображеного кола є $X = \tilde{X} + \vec{X} = 0$. Відповідно до (3.25) знаходимо:

$$X = Z_0 \left[\operatorname{ctg} \frac{\varphi_{11}^{(1)}}{2} + \operatorname{ctg} \frac{\varphi_{11}^{(2)} - 2\beta l}{2} \right]. \quad (3.26)$$

Зазначимо також, що в [3] замість загально відомого виразу для крутизни реактивного опору (3.15) було запропоновано користуватися параметром

$$x = \frac{1}{2\lambda_{g0}} \frac{\partial X}{\partial \left(\frac{1}{\lambda_g} \right)} \bigg|_{\lambda_g = \lambda_{g0}}. \quad (3.27)$$

З (3.26) маємо:

$$\begin{aligned} X &= Z_0 \frac{\operatorname{Cos} \frac{\varphi_{11}^{(1)}}{2} \operatorname{Sin} \left(\frac{\varphi_{11}^{(2)}}{2} - \beta l \right) + \operatorname{Sin} \frac{\varphi_{11}^{(1)}}{2} \operatorname{Cos} \left(\frac{\varphi_{11}^{(2)}}{2} - \beta l \right)}{\operatorname{Sin} \frac{\varphi_{11}^{(1)}}{2} \operatorname{Sin} \left(\frac{\varphi_{11}^{(2)}}{2} - \beta l \right)} = \\ &= Z_0 \frac{\operatorname{Sin} \left(\frac{\varphi_{11}^{(1)} + \varphi_{11}^{(2)}}{2} - \beta l \right)}{\operatorname{Sin} \frac{\varphi_{11}^{(1)}}{2} \operatorname{Sin} \left(\frac{\varphi_{11}^{(2)}}{2} - \beta l \right)} = Z_0 \frac{\operatorname{Sin} \theta}{\operatorname{Sin} \alpha \cdot \operatorname{Sin} \gamma}, \end{aligned}$$

$$\text{де } \alpha = \frac{\varphi_{11}^{(1)}}{2}; \quad \gamma = \frac{\varphi_{11}^{(2)}}{2} - \beta l; \quad \theta = \frac{1}{2} (\varphi_{11}^{(1)} + \varphi_{11}^{(2)}) - \beta l.$$

Диференціюючи, знаходимо

$$\begin{aligned} \frac{1}{2\lambda_{g0}} \frac{\partial X}{\partial \left(\frac{1}{\lambda_g} \right)} &= \frac{\beta_0}{2} \frac{\partial X}{\partial \omega} \frac{\partial \omega}{\partial \beta} = \\ &= \frac{\beta_0}{2} \frac{\partial \omega}{\partial \beta} \cdot Z_0 \left[\frac{\operatorname{Cos}(\theta) \cdot \frac{\partial \theta}{\partial \omega} \cdot \operatorname{Sin}(\alpha) \cdot \operatorname{Sin}(\gamma) - \operatorname{Sin}(\theta) \cdot \frac{\partial (\operatorname{Sin}(\alpha) \cdot \operatorname{Sin}(\gamma))}{\partial \omega}}{(\operatorname{Sin}(\alpha) \cdot \operatorname{Sin}(\gamma))^2} \right]. \end{aligned}$$

На резонансній частоті $\operatorname{Sin} \theta = 0$; $\operatorname{Cos} \theta = 1$, таким чином для модифікованого параметра крутизни маємо:

$$x = \frac{1}{2\lambda_{g0}} \frac{\partial X}{\partial \left(\frac{1}{\lambda_g} \right)} \bigg|_{\lambda_g = \lambda_{g0}} = Z_0 \frac{\beta_0}{2} \left[\left(\frac{\partial \omega}{\partial \beta} \cdot \frac{\partial \theta}{\partial \omega} \right) / \operatorname{Sin}(\alpha) \cdot \operatorname{Sin}(\gamma) \right] \bigg|_{\omega = \omega_0}. \quad (3.28)$$

Обчислимо окремі множники в (3.28):

$$\left. \frac{\partial \omega}{\partial \beta} \right|_{\omega=\omega_0} = V_g,$$

V_g — групова швидкість хвилі в хвилеводі резонатора на резонансній частоті;

$$\left. \frac{\partial \theta}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0} = - \left. \frac{\partial \beta}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0} \cdot l + \left. \frac{1}{2} \frac{\partial (\varphi_{11}^{(1)} + \varphi_{11}^{(2)})}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0};$$

$$\sin(\alpha) \cdot \sin(\gamma)|_{\omega=\omega_0} = -\sin^2(\alpha)|_{\omega=\omega_0} = -\sin^2\left(\frac{\varphi_{11}^{(1)}}{2}\right)\bigg|_{\omega=\omega_0}.$$

Підставляючи ці значення в (3.28), одержимо остаточно

$$x \approx Z_0 \left[\frac{\pi}{\lambda_{g0}} l - \frac{V_g}{4\lambda_{g0}} \left. \frac{\partial (\varphi_{11}^{(1)} + \varphi_{11}^{(2)})}{\partial f} \right|_{f=f_0} \right], \quad (3.29)$$

де враховано, що для розглядуваного резонатора $\varphi_{11}^{(1)} \approx \varphi_{11}^{(2)} \approx \pi$.

При практичних розрахунках похідна по частоті в (3.29) замінюється на кінцеві різниці.

Розрахунки показують, що застосування даної методики, яка отримала назву ітераційного синтезу, дозволяє значно покращити результати, зробивши їх відповідними вимогам до характеристик із необхідною для практики точністю.

3.4 Розрахунок хвилеводно-планарних фільтрів із ступінчастою зміною імпедансу.

Описаний в цьому розділі метод розрахунку простих хвилеводно-планарних фільтрів продемонстрував свою ефективність, як метод безпосереднього прямого синтезу, за яким по наданим вимогам прямо ведеться розрахунок його топології. На жаль, безпосереднє використання описаного методу щодо фільтрів на SIR неможливе, оскільки структура резонатора неоднорідна. Однак, очевидно, що розробка такого методу може

призвести до зменшення часу на його розробку в десятки разів, оскільки кількість параметрів, які підлягають в цих фільтрах оптимізації, суттєво більша за ту, що наявна у простому хвильоводно-планарному фільтрі на повздовжніх індуктивних діафрагмах. В зв'язку із складністю такої розробки в рамках даної роботи був застосований спрощений метод розрахунку, який, однак, максимально використовує зазначені вище прийоми прямого синтезу.

Застосований метод продемонструємо на прикладі фільтра зі ступінчастою зміною імпедансу з наступними вимогами до параметрів:

1. Центральна частота $f_0 = 17,25$ ГГц
2. Смуга частот пропускання $\Delta f = 0,3$ ГГц
3. Загасання на частоті 17,5 ГГц не менше 10 дБ
4. Характеристика фільтра – Чебишева, пульсації 0,5 дБ
5. Фільтр повинен мати якомога більшу ширину смуги частот загасання між основною і другою смугами пропускання
6. Розмір хвильоводної камери $a \times b = 11 \times 5,5$ мм
7. Товщина діелектричної підкладинки $d = 140$ мкм
8. Значення діелектричної проникності матеріалу підкладинки $\varepsilon = 2,2$
9. Товщина металізації підкладинки $\xi = 35$ мкм

Виходячи з того (розділ 2 даного звіту), що максимальний діапазон частот загасання між частотами резонансів основного і вищого типів досягається при відношенні довжин високоомної і низькоомної секцій порядку $0,2 \div 0,25$, наближено вважаємо резонатор однорідним і таким, що утворений секцією ХЩЛ з тонкою щілиною шириною $w \ll b$. В цьому випадку довжина хвилі у ХЩЛ практично співпадає з довжиною хвилі у вільному просторі і дисперсія фазової швидкості практично відсутня. Отже на частотах $f_1 = f_0 - \Delta f/2 = 17,1$ ГГц; $f_2 = f_0 + \Delta f/2 = 17,4$ ГГц; і $f_{A2} = 17,5$ ГГц довжини хвиль дорівнюють

$$\lambda_{g1} = 1,754 \text{ см}; \quad \lambda_{g2} = 1,724 \text{ см}; \quad \lambda_{gA2} = 1,714 \text{ см}; \quad \lambda_{g0} = 1,739 \text{ см};$$

$$W_\lambda = 0,0173 \text{ см}; \quad \Omega = \frac{2(1,739 - 1,714)}{0,0173} = 2,89.$$

Звідси, користуючись [1], знаходимо кількість резонаторів: $n = 2$. При цьому значення загасання на частоті 17,5 ГГц має становити не менше 15дБ.

Користуючись таблицею в [1], знаходимо параметри низькочастотного фільтра прототипу: $g_0 = 1$; $g_1 = 1,4029$; $g_2 = 0,7071$; $g_3 = 1,9841$. Згідно з співвідношеннями (3.19) знаходимо параметри інверторів:

$$\frac{K_{01}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{0,0173}{1 \cdot 1,4029}} = 0,139;$$

$$\frac{K_{12}}{Z_0} = \frac{\pi}{2} 0,0173 \frac{1}{\sqrt{1,4029 \cdot 0,7071}} = 0,0273;$$

$$\frac{K_{23}}{Z_0} = \frac{K_{01}}{Z_0} = 0,139.$$

Знаходимо відповідні модулі коефіцієнтів відбиття формуючих неоднорідностей:

$$\Gamma_1 = \Gamma_3 = \frac{1 - K_{01}^2}{1 + K_{01}^2} = 0,962;$$

$$\Gamma_2 = \frac{1 - K_{12}^2}{1 + K_{12}^2} = 0,9985.$$

Обираємо топологію фільтра, умовно показану на рис.3.18. Її вигляд вибрано з міркувань простоти реалізації формуючих неоднорідностей: при цьому параметри інверторів можуть бути змінені в широких межах при тому, що розміри не вийдуть за зумовлені технологією границі. Розміри діафрагм w_1 знаходяться шляхом вирішення задачі, описаної вище у розглянутому

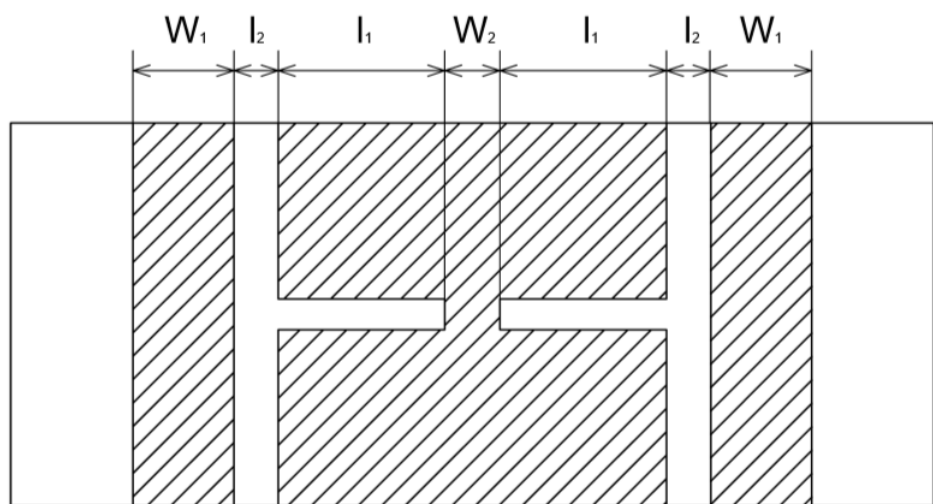


Рис. 3.18

прикладі синтезу стандартних фільтрів з індуктивними діафрагмами. Знаходимо $w_1 = 2,18$ мм. Для знаходження довжини w_2 в програмному пакеті “CST Microwave Studio” було розраховано залежність коефіцієнта відбиття від такої діафрагми, розташованій у ХЦЛ з шириною щілини $w = 1000$ мкм (рис.3.19). Розрахована залежність $K_{12} = K_{12}(w_2)$ зображена на рис.3.20. З графіка знаходимо $w_1 = 3,8$ мм.

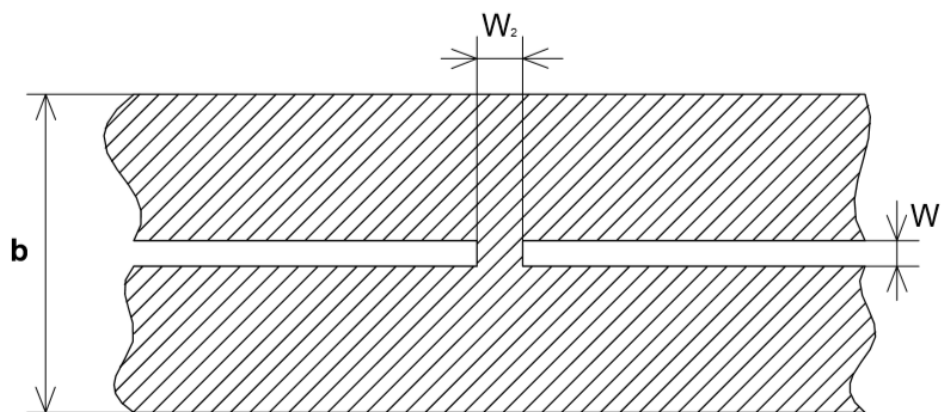


Рис.3.19

Розрахунок довжин резонаторів в рамках даного підходу неможливий, оскільки, як було показано в розділі 2, модель резонатора у термінах теорії довгих ліній не відображає в повній мірі реальної фізичної картини. В зв'язку з цим визначення довжин секцій резонатора виконувалося електродинамічно.

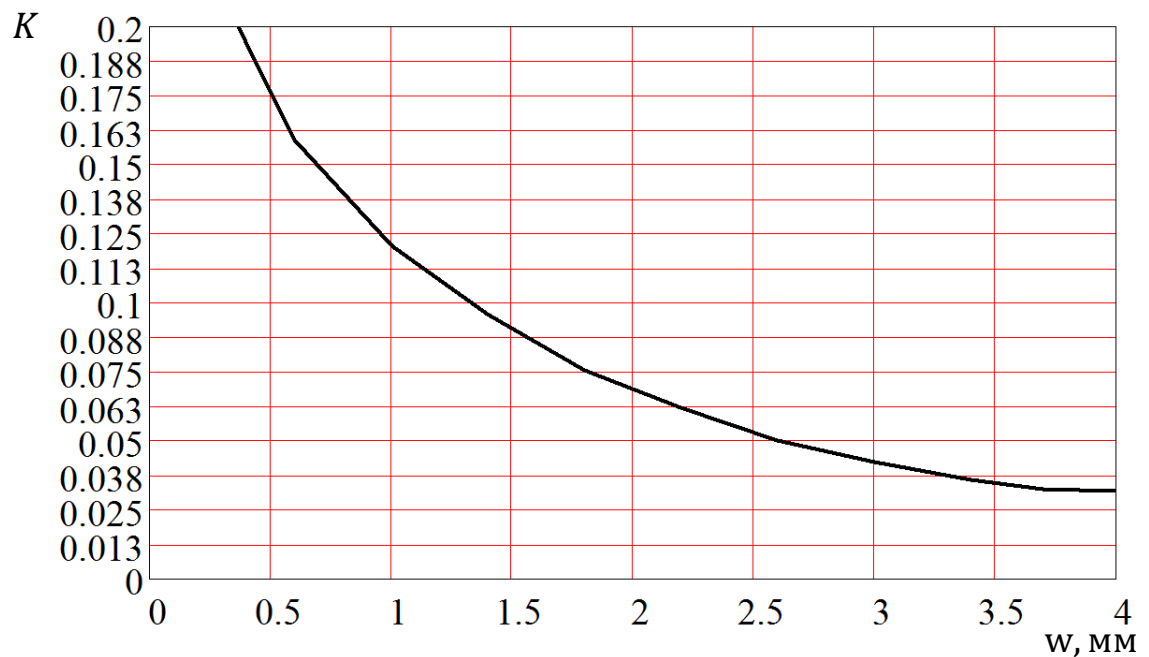


Рис.3.20

А саме, а пакеті програм “CST Microwave Studio” довжина низькоомної секції l_1 підбиралася такою, щоб забезпечити резонансну частоту $f_0 = 17,35$ ГГц для топології, зображеної на рис.3.21.

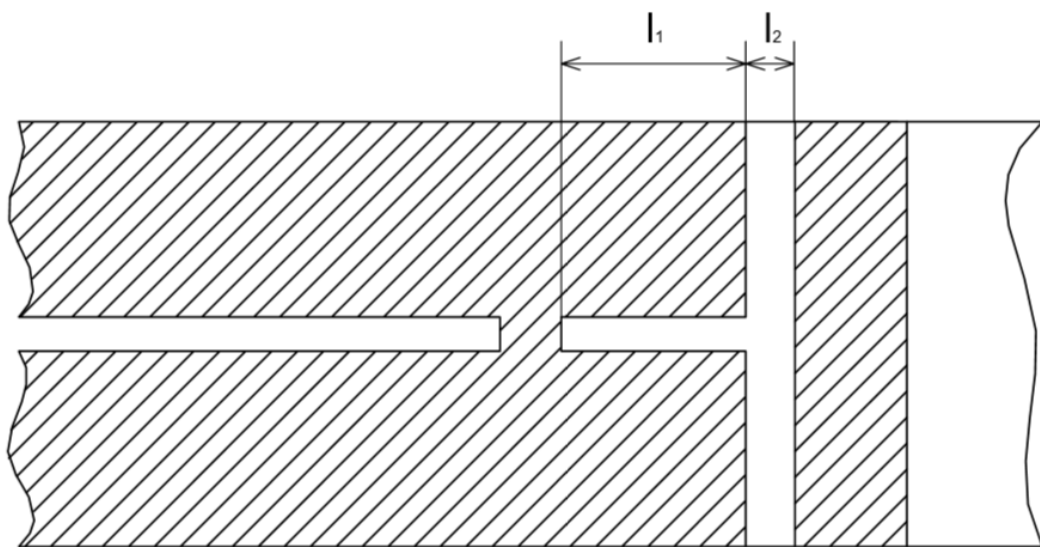


Рис.3.21

Досягнення цієї мети завдяки саме розміру l_1 доцільно, оскільки зміна l_1 слабо впливає на відношення f_2/f_1 при збереженні достатньо малим за величиною відношення довжин l_2/l_1 . В результаті розрахунків отримуємо

$$l_1 = 5,4 \text{ мм}; \quad l_2 = 1 \text{ мм}.$$

Розрахована частотна характеристика дворезонаторного фільтру з топологією, зображеною на рис.3.18, і розрахованими вище розмірами зображена на рис.3.22. Видно, що рівень пульсацій суттєво відрізняється від заданого (2,1 дБ замість 0,5 дБ); по рівню цієї нерівномірності смуга частот пропускання лежить в межах від $f_1 = 17,087$ ГГц до $f_2 = 17,378$ ГГц (проти $f_1 = 17,1$ ГГц і $f_2 = 17,4$ ГГц), центральна частота $f_0 = 17,2325$ ГГц, тобто відрізняється від заданої на 17,5 МГц (тобто на 0,1%), що є відмінним результатом. Те ж саме стосується ширини смуги частот пропускання, що становить 291 МГц проти 300 МГц (різниця лише 3%). Зменшення нерівномірності АЧХ досягалося оптимізацією виключно розмірів w_1 і w_2

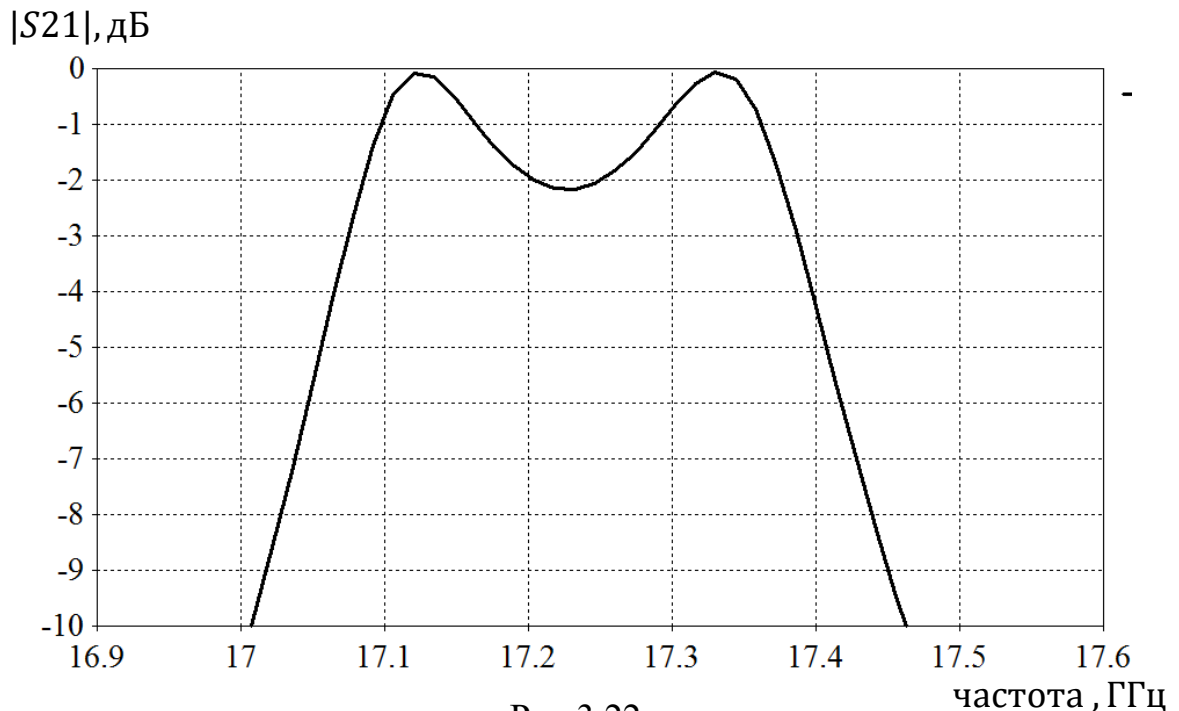


Рис.3.22

(рис.3.18) фільтра. Початкові значення $w_1 = 2,18$ мм і $w_2 = 3,8$ мм були змінені на $w_1 = 1,8$ мм і $w_2 = 3,6$ мм. Відмітимо, що ці результати отримані менше ніж за 10 кроків. Частотні характеристики оптимізованого фільтру показані на рис. 3.23, 3.24. На рисунку 3.24 також показана характеристика фільтра звичайної структури на повздовжніх індуктивних діафрагмах із такими ж вимогами до характеристик. Видно суттєве

покращення вибірових характеристик запропонованих хвильоводно-планарних фільтрів.

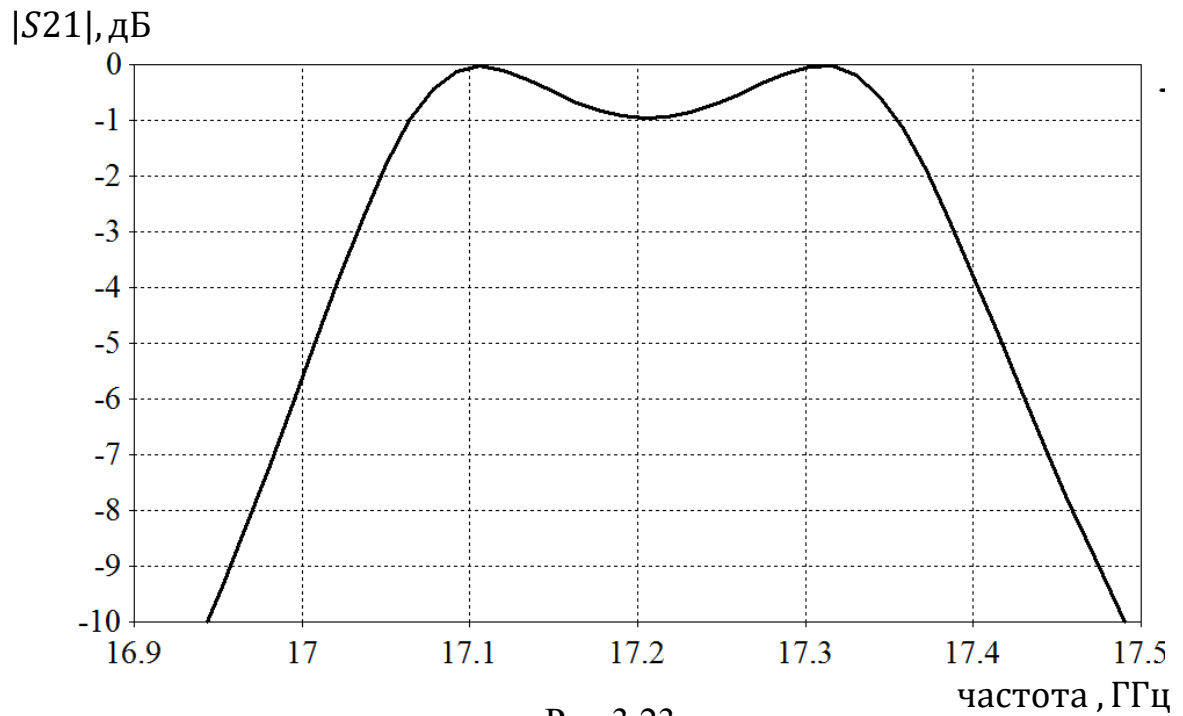


Рис.3.23

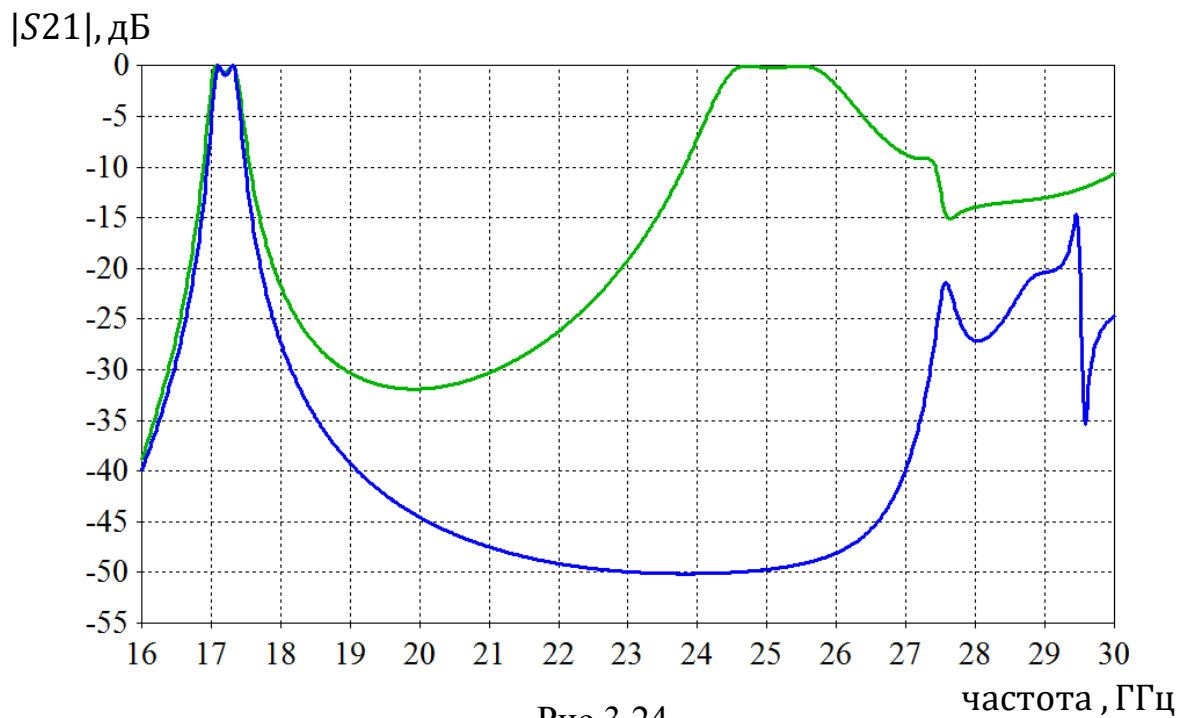


Рис.3.24

Співставлення характеристик розрахованого фільтра і вимог до нього зроблене в табл.1

Таблиця 1

№	Характеристика фільтра	Вимоги	Результат
1	Центральна частота, ГГц	17,25	17,211
2	Нижня частота смуги пропускання, ГГц	17,1	17,062
3	Верхня частота смуги пропускання, ГГц	17,4	17,360
4	Нерівномірність характеристики загасання в смузі пропускання, дБ	0,5	0,85
5	Загасання на частоті 17,5 ГГц, дБ	10(min)	10,2
6	Відношення частот другої і основної смуг пропускання	---	1,6
7	Мінімальне загасання у другій смузі пропускання, дБ	---	20

Оскільки, як видно з таблиці 1, відхилення отриманих характеристик від заданих дуже незначне, можна зробити висновок про суттєву ефективність запропонованого шляху розрахунку подібних фільтрів. Єдиним недоліком його є необхідність оптимізації розміру низькоомної секції резонатора з метою досягнення необхідної резонансної частоти. Ця процедура може бути замінена прямим розрахунком розмірів методами електродинаміки.

4 РЕЗУЛЬТАТИ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ

В даному розділі наведені результати експериментальних досліджень розрахованих і виготовлених зразків резонатора і дворезонаторного фільтра. Експериментальні дослідження проводилися за стандартною методикою на панорамних вимірювачах КСХ і ослаблення. Відповідно, схеми досліджень тут не приводяться.

Інтегральні схеми резонатора і фільтра виготовлялися методом фотолітографічного травлення на устаткуванні кафедри РТПС. У якості підкладки для зразків використовувався металізований діелектрик товщиною 140 мкм і шарами металізації товщиною 35 мкм. Діелектриком слугував полімер у складі: плавлений кварц (кварцове скловолокно, матриця), тефлон (наповнювач). Діелектрична стала матеріалу дорівнює 2,45; тангенс кута втрат не перевищує 0,0009.

На рис. 4.1 зображені теоретична (суцільною кривою) і виміряна частотні характеристики робочого загасання однорезонаторного фільтра (резонатора) із наступними розмірами (рис.2.1): $l_1 = 5,6$ мм; $l_2 = 1$ мм; $w_1 = 1$ мм; $s_1 = 2$ мм; $s_2 = 3$ мм.

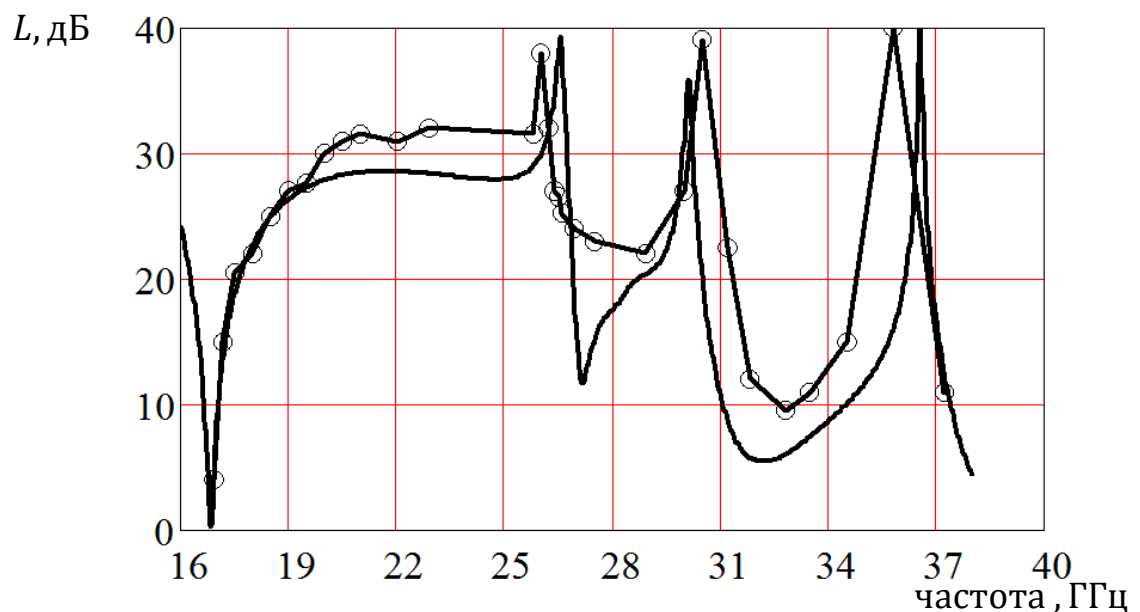


Рис.4.1

Видно, що теоретичні і експериментальні дані збігаються достатньо добре. Відмінність їх пояснюється неврахованими при розрахунках втратами в металі і діелектрику інтегральної схеми резонатора, а також похибками експерименту, притаманними вимірюванням значного рівня загасання.

На рис.4.2. зображені теоретична (суцільною кривою) і виміряна частотні характеристики робочого загасання розробленого дворезонаторного фільтра зі ступінчастою зміною імпедансу. На цьому ж графіку представлено теоретичну залежність характеристики робочого загасання фільтра звичайної структури на повздовжніх індуктивних діафрагмах (штрихова лінія). Експериментальне дослідження цього фільтра спеціально не проводилось. Розміри розробленого фільтра наступні (рис.3.18): $l_1 = 5,28$ мм; $l_2 = 1$ мм; $w_1 = 1,52$ мм; $w_2 = 3,4$ мм. На рис.4.3 подано фото досліджених структур.

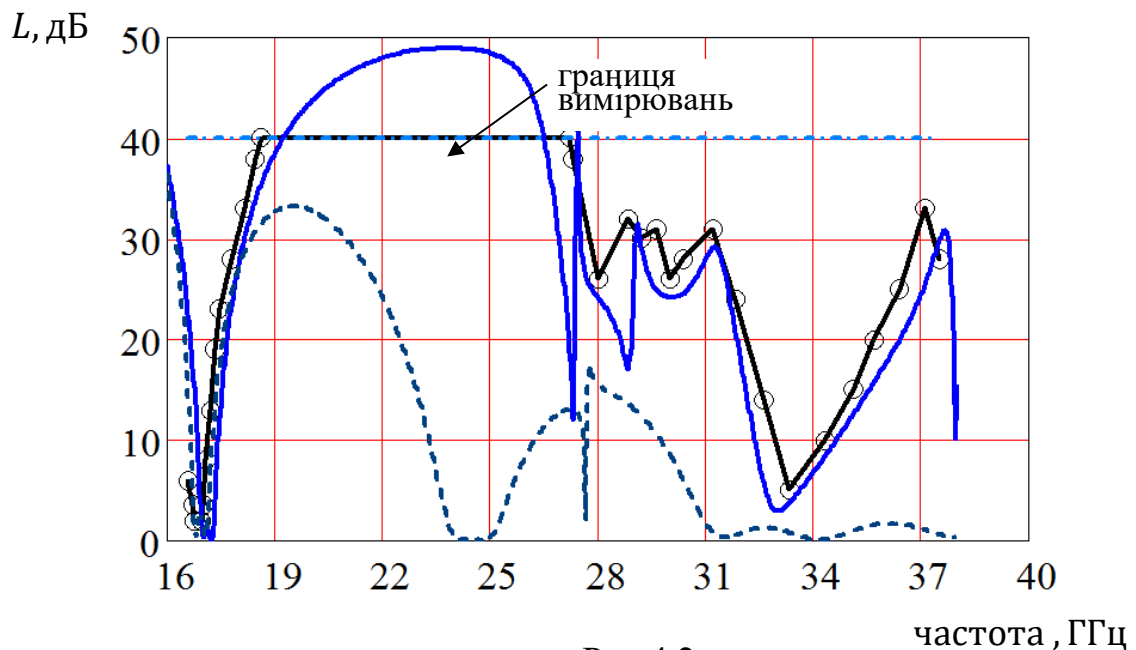


Рис.4.2

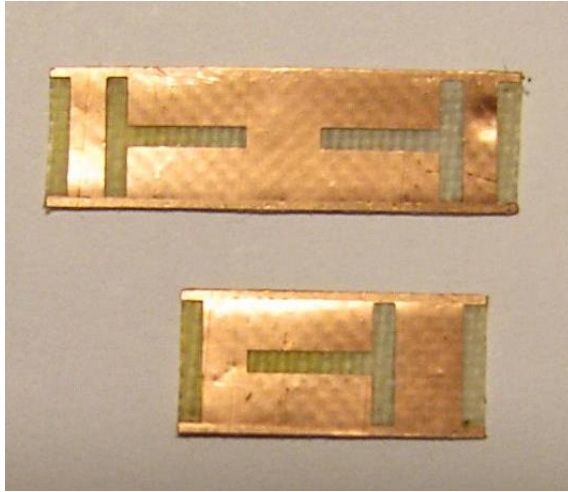


Рис.4.3

З наведених даних видно, що, як і у випадку одного резонатора, теоретичні і експериментальні результати збігаються задовільно. Співставлення характеристик звичайного і запропонованого фільтрів взагалі складно робити, оскільки друга смуга частот прозорості останнього вироджена і в явному вигляді не відсутня. В цілому ж, порівняно з фільтром звичайної структури запропонований фільтр має набагато більше загасання у всьому досліджуваному діапазоні частот непрозорості.

5 РОЗРОБЛЕННЯ СТАРТАП-ПРОЕКТУ

Даний розділ має на меті проведення маркетингового аналізу стартап проекту задля визначення принципової можливості його ринкового впровадження та можливих напрямків реалізації цього впровадження.

Розроблення та виведення стартап-проекту на ринок передбачає здійснення низки кроків, в межах яких визначають ринкові перспективи проекту, графік та принципи організації виробництва, фінансовий аналіз та аналіз ризиків і заходи з просування пропозиції для інвесторів.

5.1 Опис ідеї проекту

В межах цього підрозділу аналізується зміст ідеї, можливі напрямки застосування, основні вигоди які може отримати користувач товару та відмінності від існуючих аналогів та замінників.

Таблиця 5.1. — Опис ідеї стартап-проекту

Зміст ідеї	Напрямки застосування	Вигоди для користувача
Розробка сучасного смугового НВЧ фільтра із значним розширенням смуги загородження	Апаратура різного функціонального призначення, що працює у надвисокочастотному (вище 1 ГГц) діапазоні частот	Покращення вибірковості у суміжних смугах частот, розширення смуги непрозорості вдалині від основної смуги частот пропускання, зменшення втрат в смузі пропускання

Основним конкурентом розроблюваному проекту може бути модифікована структура, яка базується на альтернативному підході до

фільтрів з використанням резонаторів із ступінчатою зміною імпедансу на основі метало-діелектричної структури в Е-площині прямокутного хвильоводу, або застосування іншого підходу для вирішення зазначених проблем, які вирізняються ідеологією, але об'єднані планарною технологією виготовлення.

Таблиця 5.2. — Визначення сильних, слабких та нейтральних характеристик ідеї проекту

№ n	Техніко- економічні характерист ики ідеї	(потенційні) товари/концепції конкурентів		W (слабка сторона)	N (нейтрал ьна сторона)	S (сильна сторона)
		Мій проект	Інтегральна технологія на поза межних хвильоводах			
1	Мелато- діелектричн а структура в Е-площині прямокутног о хвильоводу	+	+	-	-	+
2	Використан ня резонаторів із ступінчатою зміною імпедансу	+	-	-	-	+
3	Висока власна	+	+	-	-	+

добротність резонаторів					
----------------------------	--	--	--	--	--

Визначений перелік слабких, сильних та нейтральних характеристик та властивостей ідеї потенційного товару є підґрунтям для формування його конкурентоспроможності.

5.2 Технологічний аудит ідеї проекту

В межах даного підрозділу проводиться аудит технології, за допомогою якої можна реалізувати ідею даного проекту.

Для реалізації цього проекту потрібно обрати набір інструментів для автоматичного проектування, моделювання НВЧ структур. Оглянуто три варіанта:

1. *AWR Microwave Office* — дає змогу проектувати системи на ВЧ та НВЧ частотах радіоелектронних приладів найрізноманітнішого призначення з різними методами реалізації.

2. *CST Microwave Studio* — Дана програма входить в пакет програм *CST STUDIO SUITE*, і вона стала одною з основних програм цього пакету в якій можна досить точно і швидко змоделювати будь які типи систем такі як — антени, фільтри, відгалужувачі, планарні структури. Дане середовище працює за методом покрокового обрахунку топології, яку потрібно розрахувати. Вона розбиває всю топологію приладу на багато частин і таким чином аналізує кожен ділянку топології.

3. *HFSS* — призначена для проектування тривимірних НВЧ приладів та має декілька методів розрахунку. Для вирішення досить складних практичних задач треба приділяти велику увагу методам синтезу та налаштування програми *HFSS* для створення тривимірних моделей на основі хвилеводу, мікро смужки, антен. Програма дозволяє моделювати різні види неоднорідних структур, новітніх антен та різноманітних приладів.

Таблиця 5.3. — Технологічна здійсненність проекту

№ <i>n</i>	Ідея проекту	Технології її реалізації	Наявність технології	Доступність технології
1	Розробка топології нового смугового НВЧ фільтру з подоланням	<i>AWR Microwave Office</i>	так	так
2	основних недоліків традиційних смугових	<i>CST Microwave Studio</i>	так	так
3	фільтрів НВЧ	<i>HFSS</i>	так	так
Обрана технологія реалізації ідеї проекту: <i>CST Microwave Studio</i>				

Даний проект можливо реалізувати і в якості технологічного шляху обрано *CST Microwave Studio* через наявність у автора проекту відповідних навичок у даному середовищі автоматичного проектування.

5.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту

В межах цього підрозділу проводиться визначення ринкових можливостей, які можна використати під час ринкового впровадження проекту, та ринкових загроз, які можуть перешкодити реалізації проекту, дозволяє спланувати напрями розвитку проекту із урахуванням стану ринкового середовища, потреб потенційних клієнтів та пропозицій проектів-конкурентів.

Таблиця 5.4. — Попередня характеристика потенційного ринку
стартап-проекту

№ <i>n</i>	Показники стану ринку	Характеристика
1	Кількість головних гравців, од	1
2	Загальний обсяг продаж, грн/ум.од	Невідомий
3	Динаміка ринку	Зростає

4	Наявність обмежень для входу (вказати характер обмежень)	Невідома
№ n	Показники стану ринку	Характеристика
5	Специфічні вимоги до стандартизації та сертифікації	Існують
6	Середня норма рентабельності в галузі (або по ринку), %	Невідома

За результатами аналізу таблиці робиться висновок щодо привабливості для входження за попереднім оцінюванням.

Визначимо потенціал групи клієнтів

Таблиця 5.5. — Характеристика потенційних клієнтів стартап-проекту

№ n	Потреба, що формує ринок	Цільова аудиторія (цільові сегменти ринку)	Відмінності у поведінці різних потенційних цільових груп клієнтів	Вимоги споживачів до товару
1	Подолання основних недоліків традиційних смугових фільтрів НВЧ	Науковці, розробники пристроїв НВЧ	Невідомі	Відповідність характеристики товару до наданого замовником технічного завдання

Проведемо аналіз ринкового середовища: складаються таблиці факторів, що сприяють ринковому впровадженню проекту, та факторів, що йому перешкоджають.

Таблиця 5.6. — Фактори загроз

№ <i>n</i>	Фактор	Зміст загрози	Можлива реакція компанії
1	Новий функціонал ПЗ конкурентів	Впровадження нової конструкції смугових SIR-фільтрів міліметрового діапазону довжин хвиль на основі метало-діелектричної структури в Е-площині прямокутного хвилеводу	Вихід з ринку

Таблиця 5.7. — Фактори можливостей

№ <i>n</i>	Фактор	Зміст можливості	Можлива реакція компанії
1	Новий функціонал у проекті, що розробляється	Додавання нових ідей та покращення характеристик у проект, що розробляється	Розроблення цього функціоналу

Проведемо аналіз пропозиції: визначимо загальні риси конкуренції на ринку.

Таблиця 5.8. — Ступеневий аналіз конкуренції на ринку

Особливості конкурентного середовища	В чому проявляється дана характеристика	Вплив на діяльність підприємства
Тип конкуренції — олігополія	Домінує невелика кількість конкуруючих фірм	Зменшення прибутку, попиту, кількості клієнтів, втрата свого місця на ринку, якщо не вдосконалити свій товар і не бути активним гравцем ринку
За рівнем конкурентної боротьби — національна	Даний товар виробляється та постачається в багатьох країнах світу	
За галузевою ознакою — внутрішньогалузева	Товар може вироблятися в одній галузі	—
Конкуренція за видами товарів — невідомо	—	Зменшення прибутку, попиту, кількості клієнтів, втрата свого місця на ринку, якщо не вдосконалити свій товар і не бути активним гравцем ринку
За характером конкурентних переваг — нецінова	Перевагою даного товару є його особливість та функціонал, а не якість	
За інтенсивністю — невідомо	—	—

Проведемо більш детальний аналіз умов конкуренції у галузі.

Таблиця 5.8. — Аналіз конкуренції у галузі за М. Портером

Складові аналізу	Прямі конкуренти	Потенційні конкуренти	Постачальники	Клієнти	Товари-замінники
	Невідомо	Розробники аналогічних моделей НВЧ смугових фільтрів	Невідомо	Невідомо	Невідомо
Висновки	Невідомо	Є можливість виходу на ринок	Невідомо	Невідомо	Невідомо

За результатами аналізу таблиці можна зробити висновок, що працювати на даному ринку можна. Для поширення продукту він повинен володіти необхідними характеристиками, які будуть долати недоліки вже впроваджених рішень.

Перелічимо фактори конкурентоспроможності

Таблиця 5.9. — Обґрунтування факторів конкурентоспроможності

№ <i>n</i>	Фактор конкурентоспроможності	Обґрунтування
1	Новизна	Характеристики даного продукту долають суттєві недоліки традиційних продуктів існуючих на ринку

Таблиця 5.10. — Порівняльний аналіз сильних та слабких сторін проекту

№ <i>n</i>	Фактор конкурентоспроможності	Бали 1-20	Рейтинг товарів-конкурентів у порівнянні з ... (назва підприємства)						
			-3	-2	-1	0	+1	+2	+3
1	Новизна								

Проведемо *SWOT*-аналіз.

Таблиця 5.11. — *SWOT*-аналіз стартап-проекту

Сильні сторони: Новизна	Слабкі сторони: Відсутність стартового капіталу
Можливості: Покращення існуючих результатів Впровадження нової метало-діелектричної структури	Загрози: Продукти-замінники

З огляду на *SWOT*-аналіз можна прийти до висновку що немає потреби розробляти альтернативи ринкового впровадження цього проекту.

5.4 Розроблення ринкової стратегії проекту

Розроблення ринкової стратегії першим кроком передбачає визначення стратегії охоплення ринку: опис цільових груп потенційних споживачів.

Таблиця 5.12. — Вибір цільових груп потенційних споживачів

№ <i>n</i>	Опис профілю цільової групи потенційних клієнтів	Готовн ість споживачів сприйняти продукт	Орієнтов ний попит в межах цільової групи	Інтенсив ність конкуренції в сегменті	Прост ота входу у сегмент
1	Науков ці	Готові	Високий	У сегменті значна конкуренція	Важк о
2	Розробн ики пристроїв НВЧ	Готові	Високий	У сегменті не значна конкуренція	Важк о

Цільові групи обрано: науковці, розробники пристроїв НВЧ.

Для роботи в обраних сегментах ринку сформулюємо базову стратегію розвитку.

Таблиця 5.13. — Визначення базової стратегії розвитку

№ <i>n</i>	Стратегія охоплення ринку	Ключові конкурентоспроможні позиції	Базова стратегія ринку
1	Диференційований маркетинг	Новизна	Стратегія спеціалізації

Виберемо конкурентну поведінку.

Таблиця 5.14. — Визначення базової стратегії конкурентної поведінки

№ <i>n</i>	Чи є проект «першопрохідцем» на ринку?	Чи буде компанія шукати нових споживачів, або забирати існуючих у конкурентів?	Чи буде компанія копіювати основні характеристики товару конкурента, і які?	Стратегія конкурентної поведінки
---------------	--	---	--	--

1	Так	Ні	Ні	Заняття конкурентної ніші
---	-----	----	----	---------------------------

Розробимо стратегію позиціонування, що полягає у формуванні ринкової позиції, за яким споживачі мають ідентифікувати проект.

Таблиця 5.15. — Визначення стратегії позиціонування

№	Вимоги до товару цільової аудиторії	База стратегія розвитку	Ключові конкурентоспроможні позиції власного стартап-проекту	Вибір асоціацій, які мають сформувати комплексну позицію власного проекту
	Відповідність технічному завданню виготовленого товару	Вдосконалення існуючої моделі	Інноваційність рішення Новітні результати даної галузі	—

5.5 Розроблення маркетингової програми стартап-проекту

Сформуємо маркетингову концепцію товару, який отримає споживач.

Таблиця 5.16. — Визначення ключових переваг концепції потенційного товару

№ <i>n</i>	Потреба	Вигода, яку пропонує товар	Ключові переваги перед конкурентами
1	Впровадження нових сучасних рішень у існуючі товари на ринку	Покращені характеристики щодо селективних властивостей надвисокочастотних фільтрів	Новизна

Таблиця 5.17. — Опис трьох рівнів моделі товару

Рівні товару	Сутність та складові		
I. Товар за задумом	Впровадження нових сучасних рішень у існуючі товари на ринку		
II. Товар у реальному виконанні	Властивості/характеристики	М/Н м	Вр/Тх /Тл/Е/Ор
	1. Новизна 2. Простота		
	Якість: апробація на готових фізичних моделях		
	Пакування: відсутнє		
	Марка: відсутня		
III. Товар із підкріпленням	До продажу: відсутня		
	Після продажу: відсутня		
Захист товару від копіювання буде організовано за рахунок захисту ідеї товару (захист інтелектуальної власності)			

Визначимо цінові межі, якими необхідно керуватись при встановленні ціни на товар.

Таблиця 5.18. — Опис трьох рівнів моделі товару

№ <i>n</i>	Рівень цін на товари-замінники	Рівень цін на товари-аналоги	Рівень доходів цільової групи споживачів	Верхня та нижня межі встановлення ціни на товар/послугу
1	70-100 тис. ум. од.	До 10 тис. ум. од.	Високий	Безкоштовно

Визначимо оптимальну систему збуту.

Таблиця 5.19. — Формування системи збуту

№ <i>n</i>	Специфіка закупівельної поведінки цільових клієнтів	Функції збуту, які має виконувати постачальник товару	Глибина каналу збуту	Оптимальна система збуту

1	Цільові клієнти здійснюють свої покупки за попередніми домовленостями та наданням ТЗ	Власна компанія повністю займається збутом товару	Глибина каналу невелика, адже у збуті продукції не задіяні посередники	Доступ до товару виконується після попереднього замовлення та виготовлення
---	--	---	--	--

Розробимо концепцію маркетингових комунікацій.

Таблиця 5.20. — Концепція маркетингових комунікацій

№ <i>n</i>	Специфіка поведінки цільових клієнтів	Канали комунікацій, якими користуються клієнти	Ключові позиції, обрані для позиціонування	Завдання рекламного повідомлення	Концепція рекламного звернення
1	Цільові клієнти здійснюють свої покупки за попередніми домовленостями та наданням ТЗ	Бізнес прямо контактує із потенційними замовниками	Інноваційність рішення Новітні результати даної галузі	Схильність потенційних клієнтів до замовлення фільтру	Неагресивне рекламне повідомлення, що містить інформацію про продукт

Висновки за розділом

Досліджуючи товар із точки зору ринкової комерціалізації було виявлено перспективність впровадження даного продукту. Так як топологія є досить новою конкуренція серед аналогів не є суттєвою, поріг входження на ринок є доволі низьким, що дозволить на початкових етапах продажу зробити мінімальну ціну на виготовлення для заохочення більшої аудиторії.

6 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА У НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

У даному розділі визначено основні потенційно шкідливі та небезпечні виробничі фактори, які мають місце при виконанні науково-дослідної роботи. Оскільки робота має дослідницький напрям, пов'язаний, в основному, з використанням ЕОМ, основну увагу було приділено питанню щодо забезпечення безпеки та комфортних умов на робочих місцях користувачів ЕОМ.

В цьому розділі запропоновані технічні рішення та організаційні заходи з безпеки і гігієни праці та виробничої санітарії, а також визначені основні заходи з безпеки в надзвичайних ситуаціях.

6.1 Визначення основних потенційно небезпечних і шкідливих виробничих чинників при виконанні науково–дослідної роботи.

Основною задачею даного дипломного проекту являється розробка та порівняльний аналіз фільтрів НВЧ діапазону. Основна частина даного проекту була виконана у програмному середовищі *CST Microwave Studio*. Даний дипломний проект оснований на роботі із персональним комп'ютером та ознайомленням і аналізу великої кількості текстових та графічних джерел. Існує небезпека ураження електричним струмом, можливий негативний вплив електромагнітного випромінювання ВДТ ПЕОМ.

Основні небезпечні та шкідливі фактори при проведенні наукових досліджень та створенню хвилеводно-паламарних фільтрів:

- незадовільні мікрокліматичні умови;
- недостатня освітленість робочих місць;
- небезпека ураження електричним струмом;
- наявність електромагнітного випромінювання;
- підвищений рівень шуму;
- наявність шкідливих речовин в повітрі робочої зони;

- можливість виникнення пожежі тощо;
- група психофізичних факторів: перевантаження фізичне та психологічне;

6.2 Технічне рішення та організаційні заходи з безпеки і гігієни праці та виробничої санітарії.

6.2.1 Електробезпека

Відповідно до ДСТУ ІЕС 61140:2015 електроустаткування в робочому приміщенні (крім ВДТ ПЕОМ - II клас та вимірювальної техніки – 0I клас) відноситься до I класу, так як воно має робочу ізоляцію і підключається до електромережі за допомогою трьохконтактних вилок, один з виводів яких підключений до заземленого виводу розетки. Підключення устаткування виконане відповідно до вимог ПУЕ й ДНАОП 0.00-1.21-98.

Робоче приміщення нежарке, сухе, відноситься до класу приміщень без підвищеної небезпеки поразки персоналом електричним струмом, оскільки відносна вологість повітря не перевищує 75%, температура не більше 35°C, відсутні хімічно агресивні середовища (ПУЕ-2017), а також відсутня можливість одночасного дотику до металоконструкцій будівлі, що мають контакт із землею, та до струмопровідних елементів електроустаткування. Живлення електроприладів у робочому приміщенні здійснюється від трьохфазної мережі із глухозаземленою нейтраллю напругою 220 В і частотою 50 Гц із використанням автоматів струмового захисту. У приміщенні застосована схема занулення.

Для зменшення значень напруг дотику й відповідних їм величин струму, при нормальному й аварійному режимах роботи електроустаткування необхідно виконати повторне захисне заземлення нульового дроту. Виконаємо електричний розрахунок електромережі на перевірку вимикаючої здатності автоматів струмового захисту.

Розрахунок на вимикаючу здатність, включає визначення значення струму К.З. і перевірку кратності його стосовно номінального струму пристроїв максимального струмового захисту. Вихідні дані для розрахунку:

а) $U_{\phi} = 220$ В – фазова напруга;

б) кабель чотирьох жильний, матеріал – алюміній ($\rho = 0,028$ Ом*мм²/м);

в) відстань від трансформатора до споживача (L) = 150м;

г) номінальний струм спрацювання автомата захисту ($I_{\text{ном}}$) = 20 А.

Струм однофазного К.З. визначається по формулі:

$$I_{\text{к.з.}} = \frac{U_{\phi}}{R_{\phi} + R_0 + \frac{Zm}{3}} = \frac{220}{2,3 + 2,4 + 0,16} = 45 \text{ А},$$

де:

$R_{\phi} = 2,3$ Ом – активний опір фазного проводу;

$R_0 = 2,4$ Ом – активний опір нульового проводу;

$Zm/3 = 0,16$ Ом – розрахунковий опір трансформатора потужністю 250

Вт.

Кратність струму однофазного короткого замикання стосовно номінального струму спрацювання автомата захисту. Для надійної роботи автомату захисту повинна виконуватись наступна:

$$K_M = \frac{I_{\text{к.з.}}}{I_{\text{ном}}} > 1,45$$

де $I_{\text{к.з.}}$ – струм короткого замикання; $I_{\text{ном.}}$ – номінальний струм спрацювання автомату захисту. .

$$K_M = 2,25$$

З розрахунків видно, що при однофазному К.З. автомат струмового захисту буде надійно спрацювати.

При однофазному К.З. максимальне значення напруги яка появиться на корпусі при аварійному режимі за час спрацювання максимального струмового захисту, $U_{\text{мах.}}$ щодо землі: $U_{\text{мах.}} = I_{\text{к.з.}} R_0 = 45 \cdot 2,4 = 108$ В. Ця

напруга менша $U_{\text{доп}} = 500 \text{ В}$ ($t_{\text{дії}} < 0,1 \text{ сек.}$) згідно з ПУЕ-2017. З метою зниження $U_{\text{мах}}$, як у нормальному, так і у аварійному режимі варто використовувати повторне заземлення нульового дроту.

6.2.2 Правила безпеки під час експлуатації електронно-обчислювальних машин

Правила безпеки під час експлуатації ВДТ ЕОМ регламентуються ДСанПІН 3.3.2.007–98 та “Вимоги щодо безпеки та захисту здоров’я працівників під час роботи з екранними пристроями”, які встановлюють вимоги безпеки та санітарно-гігієнічні вимоги до обладнання робочих місць користувачів ЕОМ і працівників, що виконують обслуговування, ремонт та налагодження ЕОМ, та роботи з застосуванням ЕОМ, відповідно до сучасного стану техніки та наукових досліджень у сфері безпечної організації робіт з експлуатації ЕОМ та з урахуванням положень міжнародних нормативно-правових актів з цих питань (директиви Ради Європейського союзу 90/270/ЄЕС, 89/391/ЄЕС, 89/654/ЄЕС, 89/655/ЄЕС, стандарти ISO, МРПІІ).

6.2.3 Вимоги до приміщень в яких розміщені ЕОМ

Облаштування робочих місць, обладнаних ЕОМ, ВДТ, повинно забезпечувати:

- ДСТУ ISO 9241-3-2001_Ергономічні вимоги до роботи з відеотерміналами в офісі. Частина 3. Вимоги до відеотерміналів (ISO 9241-31992, IDT);
- ДСТУ ISO 9241-62004_Ергономічні вимоги до роботи з відеотерміналами в офісі. Частина 6. Вимоги до робочого середовища;
- ДСанПін 3.3.2.007-98_Гігієнічні вимоги до організації роботи з візуальними дисплейними терміналами електронно-обчислювальних машин;

Будівлі та приміщення, в яких експлуатуються ЕОМ та виконуються їх обслуговування, налагодження і ремонт, повинні відповідати вимогам: СНиП 2.09.02-85 “Производственные здания”, СНиП 2.09.04-87 “Административные

и бытовые здания”, “Правил устройства электроустановок”, затверджених Головдерженергонаглядом СРСР 1984 р. (ПВЕ), “Правил технической эксплуатации электроустановок потребителей”, затверджених Головдерженергонаглядом з доповненнями, затвердженими наказом Держкоммістобудування України від 29.12.94 № 106, СН 512-78 “Инструкция по проектированию зданий и помещений для электронно-вычислительных машин”, ДСанПіН 3.3.2.-007-98 “Державні санітарні правила і норми роботи з візуальними дисплейними терміналами електронно-обчислювальних машин“, затверджених МОЗ України 10.12.98.

Заборонено розміщувати робочі місця з ВДТ, ЕОМ у підвальних приміщеннях, на цокольних поверхах, поряд з приміщеннями, в яких рівні шуму та вібрації перевищують допустимі значення (поряд з механічними цехами, майстернями тощо), з мокрими виробництвами, з вибухопожежонебезпечними приміщеннями категорій А і Б, а також над такими приміщеннями або під ними.

Приміщення мають бути обладнані системами водяного опалення, кондиціонування або припливно-витяжною вентиляцією відповідно до СНиП 2.04.05-91.

Згідно з “Вимоги щодо безпеки та захисту здоров’я працівників під час роботи з екранними пристроями” площу приміщень визначають із розрахунку, що на одне робоче місце вона має становити не менше ніж 6 м², а об’єм не менше ніж 20 м³ з урахуванням максимальної кількості осіб, які одночасно працюють у зміні. Приміщення являє собою кімнату розміром 7 х 5 м., висотою 4 м. Розмір дверного прорізу 1,5м.

Площа й об’єм приміщення знаходимо по формулах:

$$S = ab,$$

$$V = Sh,$$

де a – довжина, b – ширина, h – висота приміщення.

Маємо:

$$S=7\cdot5=35\text{ м}^2, V=35\cdot4=140\text{ м}^3.$$

Зведемо нормативні та фактичні дані приміщення в таблицю 6.1.

Таблиця 6.1 — Параметри приміщення

Назва характеристики	Норматив	Фактичне
Площа приміщення з розрахунку	$>6\text{ м}^2$	35 м^2
Об'єм приміщення з розрахунку	$>20\text{ м}^3$	140 м^3
Висота приміщення	3,5 – 4 м	4 м
Розміри дверей	$\geq 1,1 \times 1,8\text{ м}$	$1,5 \times 2\text{ м}$
Відстань від стіни зі світловими прорізами до ВДТ	$\geq 1\text{ м}$	1,5 м

На підставі отриманих результатів можна зробити висновок, що геометричні розміри приміщення цілком відповідають нормативним вимогам.

Оздоблюють стіни, стелю, підлогу приміщення з матеріалів, які дозволені органами державного санітарно-епідеміологічного нагляду. Заборонено застосовувати полімерні матеріали (деревостружкові плити, шпалери, що можна мити, рулонні синтетичні матеріали, шаруватий паперовий пластик, тощо), що виділяють у повітря шкідливі хімічні речовини. За розміщенням робочих місць з ВДТ, ЕОМ потрібно витримувати такі відстані: від стін зі світловими прорізами не менше 1 м; між бічними поверхнями ВДТ не менше 1,2 м; між тильною поверхнею одного ВДТ та екраном іншого не менше 2,5 м; прохід між рядами робочих місць не менше 1 м. Робочі місця з ВДТ щодо світлових прорізів розміщують так, щоб природне світло падало збоку, переважно зліва. Екран ВДТ і клавіатура мають розміщуватися на оптимальній відстані від очей користувача, але не ближче 600 мм з урахуванням розміру алфавітно-цифрових знаків і символів. Розміщення екрана ВДТ має забезпечувати зручність зорового спостереження у вертикальній площині під кутом $\pm 30^\circ$ від лінії зору працівника.

Усі вище перераховані вимоги відповідають робочому приміщенню, де проводяться дослідження.

6.2.4 Відповідність параметрів мікроклімату в робочій зоні санітарним нормам

Для нормалізації мікроклімату, згідно з ДСН 3.3.6.042–99. «Державні санітарні норми параметрів мікроклімату у виробничих приміщеннях», приміщення з ЗОТ обладнане системою опалення, а також системою кондиціювання повітря з індивідуальним регулюванням температури та об'єму повітря, що подається, у відповідності до СНиП 2.04.05–91 «Отопление, вентиляция и кондиционирование». Для захисту від перегрівання в теплий період року та радіаційного охолодження — в зимовий, приміщення обладнане жалюзі і екранами.

На робочому місці роботи виконуються сидячи і не потребують фізичного напруження. Таким чином їх можна віднести до категорії Іа, що охоплює види діяльності з витратами енергії до 120 ккал/год.

Відповідно до ДСН 3.3.6.042–99 «Державні санітарні норми параметрів мікроклімату у виробничих приміщеннях» та ГОСТ 12.005-88. «ССБТ. Общие санитарно-гигиенические требования к воздуху рабочей зоны» параметри мікроклімату, що нормуються: температура (t, C) і відносна вологість ($W, \%$) повітря, швидкість руху повітря ($V, м/с$).

Оптимальні та допустимі параметри мікроклімату для умов, що розглядаються (категорія робіт та період року) наведені в табл.6.2.

Таблиця 6.2 — Параметри мікроклімату

Період Року	Оптимальні			Допустимі		
	t, C	$W, \%$	$V, м/с$	t, C	$W, \%$	$V, м/с$
Теплий	23-25	40-60	0,1	22-28	55	0,2-0,1
Холодний	22-24	40-60	0,1	21-25	75	$\leq 0,1$

--	--	--	--	--	--	--

Фактичні параметри мікроклімату в робочій зоні відповідають приведеним вище нормам ДСН 3.3.6.042–99.

6.2.5 Вимоги до освітлення робочих місць користувачів відеодисплейних терміналів персональних електронно–обчислювальних машин.

Приміщення з ЕОМ повинні мати природне і штучне освітлення відповідно до ДБН В 2.5–28–2006. Природне світло повинно проникати через бічні світлопрорізи, зорієнтовані, як правило, на північ чи північний схід, і забезпечувати коефіцієнт природної освітленості не нижче 1,5 %. Розрахунки коефіцієнта природної освітленості проводяться відповідно до ДБН В.2.5–28–2006. Приміщення з ВДТ, ЕОМ мають бути оснащені природним і штучним освітленням відповідно до ДБН В.2.5–28–2006. Природне освітлення має здійснюватись через світлові прорізи, які орієнтовані переважно на північ чи північний схід і обладнані регульовальними пристроями відкривання та жалюзями, завісками, зовнішніми козирками.

Приміщення має бічне природне та штучне освітлення, центральне водяне опалення. У приміщенні три вікна розміром 2х2,2 м. Штучне освітлення забезпечує чотири люмінесцентних світильники з лампами ЛБ –40, розміщених у ряд.

Отже, усі вимоги до освітлення робочого місця відповідають параметрам освітлення приміщення, де проводяться дослідження.

6.2.6 Виробничий шум

Для умов, що розглядаються в проекті характеру роботи, який можна

класифікувати як роботу програміста обчислювальної машини у лабораторії для теоретичних робіт та обробки даних, рівні шуму визначені ДСН 3.3.6.037–99. «Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку» та ГОСТ

Допустимі рівні звуку і рівні звукового тиску в октавних смугах частот представлені у табл. 6.3.

Таблиця 6.3 — Допустимі рівні звукового тиску і рівні звуку для постійного (непостійного) широкосмугового (тонального) шуму

Характер робіт	Допустимі рівні звукового тиску (дБ) в стандартизованих									Допустимий рівень звуку (дБ)
	31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	
Інженер лабола–торії	86	71	61	54	49	45	42	40	38	50

Джерелами шуму в умовах робочого приміщення, що розглядається в роботі є вентилятори охолодження внутрішніх систем персонального комп'ютера (вентилятори блоку живлення, радіатора процесора та відеокарти) і система кондиціювання повітря.

Очікувані рівні звукового тиску і рівень звуку відповідно до шумових характеристик цих джерел:

- рівень шуму, створюваний внутрішніми елементами персонального комп'ютера дорівнює 35 дБ;
- рівень шуму системи кондиціювання на низьких/високих частотах дорівнює 25/30 дБ.

Оскільки одержаний рівень звуку не перевищує допустимих норм, умови робочого приміщення повністю відповідають існуючим санітарним вимогам.

6.3 Безпека в надзвичайних ситуаціях

Безпека в надзвичайних ситуаціях регламентується ПЛАС. Основними складовими частинами ПЛАС є розробка технічних рішень та організаційних заходів щодо оповіщення, евакуації та дій персоналу у разі виникнення надзвичайних ситуацій, а також визначення основних заходів з пожежної безпеки.

6.3.1 Обов'язки та дії персоналу у разі виникнення надзвичайної ситуації

У разі виявлення ознак НС працівник, який їх помітив повинен:

- негайно повідомити про це засобами зв'язку органи ДСНС та пожежної охорони, вказати при цьому адресу, кількість поверхів, місце виникнення пожежі, наявність людей, а також своє прізвище;
- повідомити про НС керівника, адміністрацію, пожежну охорону підприємства;
- організувати оповіщення людей про НС;
- вжити заходів щодо евакуації людей та матеріальних цінностей;
- вжити заходів щодо ліквідації наслідків НС з використанням наявних засобів.

Керівник та пожежна охорона установки, яким повідомлено про виникнення пожежі, повинні:

- перевірити, чи викликані підрозділи ДСНС;
- вимкнути у разі необхідності струмоприймачі та вентиляцію;
- у разі загрози життю людей негайно організувати їх евакуацію, та їх рятування, вивести за межі небезпечної зони всіх працівників, які не беруть участь у ліквідації НС;

- перевірити здійснення оповіщення людей про НС;
- забезпечити дотримання техніки безпеки працівниками, які беруть участь у ліквідації НС;
- організувати зустріч підрозділів ДСНС та Державної пожежної охорони, надати їм допомогу у локалізації і ліквідації НС.

Після прибуття на НС підрозділів ДСНС та пожежної охорони повинен бути забезпечений безперешкодний доступ їх до місця, де виникла НС.

6.3.2 Вимоги щодо організації ефективної роботи системи оповіщення персоналу при надзвичайних ситуаціях.

Для підвищення безпеки в надзвичайних ситуаціях (НС) пропонується встановлення системи оповіщення (СО) виробничого персоналу.

Оповіщення виробничого персоналу у разі виникнення НС, наприклад при пожежі, здійснюється відповідно до вимог НАПБ А.01.003-2009.

Оповіщення про НС та управління евакуацією людей здійснюється одним з наступних способів або їх комбінацією:

- поданням звукових і (або) світлових сигналів в усі виробничі приміщення будівлі з постійним або тимчасовим перебуванням людей;
- трансляцією текстів про необхідність евакуації, шляхи евакуації, напрямки руху й інші дії, спрямовані на забезпечення безпеки людей;
- трансляцією спеціально розроблених текстів, спрямованих на запобігання паніці й іншим явищам, що ускладнюють евакуацію;
- ввімкненням евакуаційних знаків "Вихід";
- ввімкненням евакуаційного освітлення та світлових покажчиків напрямку евакуації;
- дистанційним відкриванням дверей евакуаційних виходів;

Як правило, СО вмикається автоматично від сигналу про пожежу, який формується системою пожежної сигналізації або системою пожежогасіння. Також з приміщення оперативного (чергового) персоналу СО (диспетчера

пожежного поста) слід передбачати можливість запуску СО вручну, що забезпечує надійну роботу СО не тільки при пожежі, а і у разі виникнення будь-якої іншої НС.

Згідно з вимогами ДБН В.1.1-7-2002 необхідно забезпечити можливість прямої трансляції мовленнєвого оповіщення та керівних команд через мікрофон для оперативного реагування в разі зміни обставин або порушення нормальних умов евакуації виробничого персоналу.

Оповіщення виробничого персоналу про НС /пожежу/ здійснюється за допомогою світлових та/або звукових оповіщувачів – обладнуються всі виробничі приміщення.

СО повинна розпочати трансляцію сигналу оповіщення про НС (пожежу), не пізніше трьох секунд з моменту отримання сигналу про НС (пожежу).

Пульти управління СО необхідно розміщувати у приміщенні пожежного поста, диспетчерської або іншого спеціального приміщення (в разі його наявності). Ці приміщення повинні відповідати вимогам 5В-2014 ДБН В.2.5-13.

Кількість звукових та мовленнєвих оповіщувачів, їх розміщення та потужність повинні забезпечувати необхідний рівень звуку в усіх місцях постійного або тимчасового перебування виробничого персоналу.

Звукові оповіщувачі повинні комбінуватися зі світловими, які працюють у режимі спалахування, у таких випадках:

- у приміщеннях, де люди перебувають у шумозахисному спорядженні;
- у приміщеннях з рівнем шуму понад 95 дБ.

Допускається використовувати евакуаційні світлові покажчики, що автоматично вмикаються при отриманні СО командного імпульсу про початок оповіщення про НС /пожежу/ та (або) аварійному припиненні живлення робочого освітлення.

Вимоги до світлових показчиків "Вихід" приймаються відповідно до ДБН В.2.5-28-2006 "Інженерне обладнання будинків і споруд. Природне і штучне освітлення".

СО в режимі "Тривога" повинна функціонувати протягом часу, необхідного для евакуації людей з будинку, але не менше 15 хвилин.

Вихід з ладу одного з оповіщувачів не повинен призводити до виведення з ладу ланки оповіщувачів, до якої вони під'єднанні.

Електропостачання СО здійснюється за I категорією надійності згідно з "Правилами устройства электроустановок" (ПУЕ) від двох незалежних джерел енергії: основного – від мережі змінного струму, резервного – від акумуляторних батарей тощо.

Перехід з основного джерела електропостачання на резервний та у зворотному напрямку в разі відновлення централізованого електропостачання повинен бути автоматичним.

Тривалість роботи СО від резервного джерела енергії у черговому режимі має бути не менш 24 годин.

Тривалість роботи СО від резервного джерела енергії у режимі "Тривога" має бути не менше 15 хвилин.

Звукові оповіщувачі повинні відповідати вимогам ДСТУ EN 54-3:2003 "Системи пожежної сигналізації. Частина 3. Оповіщувачі пожежні звукові".

Світлові оповіщувачі, які працюють у режимі спалахування, повинні бути червоного кольору, мати частоту мигтіння в межах від 0,5 Гц до 5 Гц та розташовуватись у межах прямої видимості з постійних робочих місць.

6.3.3 Пожежна безпека

Відповідно до ДСТУ Б.В.1.1-36:2016 "ВИЗНАЧЕННЯ КАТЕГОРІЙ ПРИМІЩЕНЬ, БУДИНКІВ ТА ЗОВНІШНІХ УСТАНОВОК ЗА ВИБУХОПОЖЕЖНОЮ НЕБЕЗПЕКОЮ" робоче приміщення лабораторії відноситься до категорії В по вибухопожежній небезпеці. Відповідно до ПУЕ-

2017 та ДНАОП 0.00-1.32-01 клас робочих зон приміщення лабораторії по пожежонебезпеці – П-Па. Можливими причинами пожежі в приміщенні є несправність електроустаткування, коротке замикання проводки, і порушення протипожежного режиму (використання побутових нагрівальних приладів, паління). У зв'язку з цим, відповідно до вимог ПБЕ та ПУЕ, необхідно передбачити наступні заходи:

1. Ретельну ізоляцію всіх струмоведучих провідників до робочих місць, періодичний огляд та перевірку ізоляції.
2. Строге дотримання норм протипожежної безпеки на робочих місцях.
3. Відповідні організаційні заходи (заборона паління, інструктаж).

Приміщення обладнане чотирма пожежними датчиками типу ДТЛ (площа, що знаходиться під захистом одного датчика, становить 15 м²), відстань між датчиками рівна 4 м, що відповідає нормам ДБНВ 2.5-56-2014. Відповідно до ГОСТ 12.4.009-75 й ISO 3941-2007 для гасіння пожежі в робочому приміщенні лабораторії (клас пожежі „Е” – наявність електрообладнання під напругою) використовуються два вогнегасники вуглекислотно-брометиленові ОУБ-3. Вибір вогнегасної речовини ґрунтується на тому, що у вогні можуть опинитись електричні пристрої, що знаходяться під напругою.

Таким чином, кількість, розміщення й вміст первинних засобів гасіння пожеж цілком задовольняють всім вимогам ISO 3941-2007. Крім того, у коридорі є 2 пожежних крана і ящик з піском. Дотримано усіх заходів безпеки відповідно до НАПБ А.01.001-2004 «Правила пожежної безпеки в Україні».

Дотримано усі вимоги ДБН В.1.1-7-2016 по вогнестійкості будинку і ширині евакуаційних проходів і виходів із приміщень назовні. Значення основних параметрів шляхів евакуації приведені в таблиці 6.4.

Таблиця 6.4 — Характеристики і норми евакуаційних виходів

Параметр	Фактичне значення	Норма
Висота дверних прорізів	2,0 м	Не менше 2 м

Ширина дверних прорізів	1,5 м	Не менше 0,8 м
Ширина проходу для евакуації	Більше 1,5 м	Не менше 1 м
Ширина коридору	3 м	Не менше 2 м
Число виходів з коридору	2	Не менше 2
Ширина сходової клітки	1,5 м	Не менше 1 м
Висота поруччя сходів	1 м	Не менше 0,9 м

ВИСНОВКИ

В результаті виконаної роботи були запропоновані нові хвильоводно-планарні резонатори і фільтри на їх основі, які при збереженні технологічної гнучкості суттєво перевищують за параметрами селективності в широкій смузі частот параметри класичних хвильоводно-планарних фільтрів на поздовжніх індуктивних діафрагмах.

Побудована і проаналізована модель резонатора зі ступінчатою зміною імпедансу в термінах теорії кіл, розраховані характеристики хвильоводно-планарного резонатора із такою структурою.

Виявлена особливість частотної характеристики хвильоводно-планарного резонатора із ступінчастою зміною імпедансу, що полягає в появі полюса загасання резонатора, положення якого за бажанням змінюється при зміні ширини щілини низькоомної частини резонатора.

Запропоновано спрощену методику розрахунку хвильоводно-планарних фільтрів на основі зазначених резонаторів.

Результати розрахунків підтверджені експериментально.

ЛІТЕРАТУРА

До розділу №1

1. Ruis E. Design of Microstrip Dual Behavior Resonator Filters: A practical Guide / E. Ruis, C. Quendo, A. Manches et. all. // Microwave Journal. — 2006. — №12. — С. 72 – 86.
2. Омеляненко М. Ю. Планарные трансиверы для абонентских станций микроволновых систем широкополосного доступа в Ku- и Ka- диапазонах частот / М. Ю. Омеляненко, В. И. Правда, О. В. Туреева и др. // Радиоэлектроника. — 2012. — Т. 55. — №12. — С. 3 – 23. — (Известия вузов).
3. Schwab W. Compact bandpass filters with improved stop-band characteristic using planar multilayer structures / W. Schwab, W. Menzel // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. — 1992. — P. 1207 – 1209.
4. Glubokov O. Compact Filters Using Metal-Dielectric Inserts / O. Glubokov, D. Budimir // Proc. IEEE 42nd Eur. Microw. Conf. — 2012. — P. 1103 – 1106.
5. Jin J. Y. A Novel Compact E-Plane Waveguide Filter With Multiple Transmission Zeroes / J. Y. Jin, X. Q. Lin, Y. Jiang et. all. // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. — 2015. — Vol. 63. — №10. — P. 3374 – 3380.
6. Xue Q. A New Category of Waveguide E-plane Filters Using Planar Resonators / Q. Xue, J. Y. Jin, X. Q. Lin // 978 – 1 – 4673 – 9678 – 3 / 16 / \$ 31. 00 © 2016 IEEE.
7. Jin J. Y. A Novel Dual-Band Bandpass E-plane Filter Using Compact Resonators / J. Y. Jin, X. Q. Lin, Q. Xue // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. — 2016. — Vol. 26. — №7. — P. 484 – 486.
8. Glubokov O. Extraction of Generalized Coupling Coefficients for Inline Extracted Pole Filters With Nonresonating Nodes / O. Glubokov, D. Budimir // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. — 2011. — Vol. 59. — №12. — P. 3023 – 3029.
9. Lapidus A. D. Cross-coupling in Microwave Bandpass Filters / Alex D. Lapidus, C. Rossiter // Microwave Journal. — 2004. — Vol. 47. — №11. — P. 22 – 37.

10. Омеляненко М. Ю. Волноводно-планарные фильтры на развернутых структурах / М. Ю. Омеляненко, О. В. Туреева // Радиоэлектроника. — 1988. — №10. — С. 56 – 60. — (Известия вузов).
11. Ofli E. Novel E-Plane Filters and Diplexers With Elliptic Response for Millimeter-Wave Applications / E. Ofli, R. Vahldieck, S. Amari // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. — 2005. — Vol. 53. — №3. — P. 843 – 857.
12. Bornemann J. A new class of E-plane integrated millimeter-wave filters // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. — 1989. — P. 599 – 602.
13. Konishi Y. New Microwave Components with mounted planar circuit in waveguide / Y. Konishi, K. Uenakada // NHK Laboratories Note. — 1973. — №163. — P. 2 – 11.
14. Vahldieck R. Optimized waveguide E-plane metal insert filters for millimeter-wave applications / R. Vahldieck, J. Bornemann, F. Arnold, D. Grauerholz // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. — 1983. — Vol. 31. — №1. — P. 65 – 69.
15. Shang X. W-Band Waveguide Filters Fabricated by Laser Micromachining and 3-D Printing / X. Shang, M. J. Lancaster, S. Dimov, Y. Dong, M. Favre, M. Billod, E. de Rijk // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. — 2016. — Vol. 64. — №8. — P. 2572 – 2580.
16. Гололобов В. П. Полосно-пропускающие фильтры на основе планарных метало-диэлектрических структур в Е-плоскости прямоугольного волновода / В. П. Гололобов, М. Ю. Омеляненко // Радиоэлектроника. — 1987. — Т. 30. — №1. — С. 3 – 15. — (Известия Вузов).
17. Budimir D. Optimized E-plane Bandpass Filters with Improved Stopband Performance // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. — 1997. — Vol. — 45. — №2. — P. 212 – 230.
18. Ma M. A Novel E-plane Waveguide filter with tree metal irises / M. Ma, J. Huang, Z. Yu, T. Gan // International Journal of Infrared and Millimeter Waves. — 2003. — Vol. 24. — №12. — P. 2181 – 2187.

19. Craven G. F. The Design of Evanescent Mode Waveguide Bandpass Filters for a Prescribed Insertion Loss Characteristic / G. F. Craven, C. K. Mok // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. — 1971. — Vol. 19. — №3. — P. 295 – 308.
20. Saad A. M. K. Novel Lowpass Harmonic Filters for Satellite Application // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. — 1984. — P. 292 – 294.
21. Chappell H. F. Waveguide Low Pass Filter Using Evanescent Mode Inductors. // Microwave J. — 1978. — №12. — P. 71 – 72.
22. Омеляненко М. Ю. Волноводно-планарные фильтры на запердельных волноводах для гибридно-интегральных схем СВЧ / Омеляненко М. Ю., Туреева О. В. // Радиоэлектроника. — 1985. — Т. 28. — №7. — С. 86 – 87. — (Известия вузов).
23. Kong K-S. Computer-Aided Design of Evanescent Mode Waveguide Bandpass Filter with Non-Touching E-plane Fins / K.-S. Kong, T. Itoh // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. — 1989. — Vol. 37. — №12. — P. 1998 – 2004.
24. Makimoto M. Compact duplexer for 400 MHz band mobile radio equipment / M. Makimoto, H. Endoh, S. Yamashita, K. Tanaka // IEEE Veh. Technol. Conf., Dig. — 1983. — P. 201 – 204.
25. Makimoto M. Compact bandpass filters using stepped impedance resonators / M. Makimoto, S. Yamashita // Proc. IEEE. — 1979. — Vol. 67. — №1. — P. 16 – 19.
26. Sagawa M. Geometrical Structures and Fundamental Characteristics of Microwave Stepped-Impedance Resonators / M. Sagawa, M. Makimoto, S. Yamashita // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. — 1997. — Vol. 45. — №7. — P. 1078 – 1085.
27. Lee S.-Y. New Cross-Coupled Filter Design Using Improved Hairpin Resonators / S.-Y. Lee, C.-M. Tsai // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. — 2000. — Vol. 48. — №12. — P. 2482 – 2490.

28. Mao R.-J. Miniaturized Hexagonal Stepped-Impedance Resonators and Their Application to Filters / R.-J. Mao, X.-H. Tang, L. Wang, G.-H. Du // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. — 2008. — Vol. 56. — №2. — P. 440 – 447.

29. Chiou Y.-C. Broadband Quasi-Chebyshev Bandpass Filters With Multimode Stepped-Impedance Resonators (SIRs) / Y.-C. Chiou, J.-T. Kuo, E. Cheng // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. — 2006. — Vol. 54. — №8. — P. 3352 – 3358.

30. Mokhtaari M. Folder Compact Ultra-Wideband Stepped-Impedance Resonator Filters // M. Mokhtaari, J. Bornemann, S. Amari / 1 – 4244 – 0688 – 9 / 07 / \$ 20. 00 © 2007 IEEE. — P. 747 – 750.

31. Ежов А. В. Волноводно-планарные фильтры на неоднородных резонаторах / А. В. Ежов, М. Ю. Омеляненко // Сборник трудов международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых учёных [" Молодёжь и современные проблемы радиотехники "] (Севастополь, 24 – 25 апреля 2005 г.) / М-во образования и науки Украины, Севастопольский национальный технический университет. — 2005. — С .92.

До розділу №2

1. Bhat. B Analysis Design and Applications of Fin Lines / B. Bhat, S. K. Koul. — ARTECH House INC., 1987. — P. 472.

До розділу №3

1. Маттей Д. Л. Фильры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи / Д. Л. Маттей, Л. Янг, Е. М. Т. Джонс. — М. : Связь, 1971. — 438 с.

2. Фельдштейн А. Л. Синтез четырехполюсников и восьмиполусников на СВЧ / А. Л. Фельдштейн, Л. Р. Явич. — М. : Связь, 1971. — 387 с.

3. Омеляненко М. Ю. Синтез интегральных фильтров на основе частично-заполненных волноводов / М. Ю. Омеляненко, В. И. Цымбал // Радиотехника. — 1984. — Т. 27. № 5. — С. 65 – 69. — (Известия Вузов).

