

Міністерство освіти і науки України
Харківський національний університет радіоелектроніки

І.М. Бондаренко

**МІКРОХВИЛЬОВІ РЕЗОНАТОРНІ
АПЕРТУРНІ СЕНСОРИ**

МОНОГРАФІЯ

Харків

2018

Міністерство освіти і науки України
Харківський національний університет радіоелектроніки

І. М. Бондаренко

**МІКРОХВИЛЬОВІ РЕЗОНАТОРНІ
АПЕРТУРНІ СЕНСОРИ**

МОНОГРАФІЯ

Нерані
Publisher

Харків
2018

УДК 621.372.834

Б81

**Рекомендовано Вченою радою
Харківського національного університету радіоелектроніки**
(протокол № 10 від 19 жовтня 2018 року)

Рецензенти:

Мачехін Ю. П. доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри фізичних основ електронної техніки, Харківський національний університет радіоелектроніки;

Прокопенко Ю. В. доктор фізико-математичних наук, провідний науковий співробітник, Інститут радіофізики та електроніки ім. О.Я. Усікова НАНУ

Бондаренко І. М.

Б81 **Мікрохвильові резонаторні апертурні сенсори:** монографія / І.М. Бондаренко. – Харків: Видавець О. А. Мірошніченко, 2018. – 137 с.

ISBN 978-617-7618-04-0.

Розглянуто питання щодо створення мікрохвильових резонаторних апертурних сенсорів для вимірювання електрофізичних характеристик малорозмірних об'єктів і структур. Наведено розрахункові формули основних параметрів об'ємних резонансних систем, обчислені очікувані значення параметрів. Описані можливі конструкції мікрохвильових апертурних сенсорів, наведені результати модельних оцінок та експериментальних досліджень характеристик реальних конструкцій. Описані системи формування та вимірювання первинних інформаційних сигналів резонаторних вимірювальних перетворювачів. Запропоновано напрямки вдосконалення мікрохвильових сенсорів та систем вимірювання їх параметрів.

Для науковців та фахівців, діяльність яких пов'язана з дослідженням та вимірюванням електрофізичних характеристик різного роду матеріалів, структур та середовищ. Може бути корисним магистрантам, аспірантам, а також студентам старших курсів відповідних спеціальностей.

УДК 621.372.834

ISBN 978-617-7618-04-0

© І. М. Бондаренко, 2018

ВСТУП

Радіохвильові методи дослідження й контролю параметрів діелектриків, які виникли в другій половині ХХ століття, визначили створення електромагнітної дефектоскопії виробів з непровідних матеріалів [1], надвисокочастотної (НВЧ) вологометрії [2] й безелектродного дослідження напівпровідників [3, 4]. З розвитком цих напрямків сформувалися уявлення про НВЧ, або мікрохвильову діагностику матеріалів і середовищ, як області багатопараметрового вивчення й контролю таких об'єктів.

Особливо інтенсивно розвивалися методи й техніка безелектродного неруйнівного вхідного й міжопераційного контролю в технології мікроелектроніки [5, 6], а також методи й техніка НВЧ вологометрії [7].

З розвитком НВЧ діагностики з'явилася необхідність концентрації зусиль на розробці методів і засобів контролю малорозмірних об'єктів. Це визначило використання так званої ближньопольової взаємодії чутливого елемента з об'єктом, що призвело до побудови первинних вимірювальних перетворювачів на основі резонаторів [8–13].

Потреба неруйнівного контролю об'єктів довільної форми обумовила, крім того, перевагу так званої апертурної взаємодії поля вимірювальних резонаторів з об'єктом [14–18].

Саме ці принципи були покладені в основу більшості розробок з НВЧ сенсоріки в останні роки.

Основними задачами таких розробок є: створення високоефективних за метрологічними показниками мікрохвильових датчиків для безелектродного виміру й контролю основних електрофізичних параметрів напівпровідникових матеріалів і функціональних шарів твердотільної електроніки й мікроелектроніки; визначення вологовмісту в дисперсних і пористих середовищах, біооб'єктах і т.п.; різномасштабного, аж до

субмікронного, сканування неоднорідності розподілу контрольованих параметрів по поверхні й об'єму об'єктів.

Поняття функціональні шари особливо наповнене для напівпровідникової електроніки [19–21] й охоплює епітаксіальні плівки та шари які формуються при перелегуванні приповерхневого об'єму напівпровідника; діелектричні плівки, що входять у робочу структуру елемента (наприклад, підзатворний діелектрик МДН транзисторів; діелектрик МДН конденсатора елементів пам'яті й ін.); оптикоформуючі шари й т. п.

Діагностика таких шарів, як правило, повинна бути багатопараметровою. Наприклад, для напівпровідникових шарів, крім контролю його товщини, необхідно забезпечити контроль поверхневого опору або розподіл електрично активної домішки; часу життя носіїв (нерідко й їхньої рухливості); фоточутливості й т.п.

Поряд з функціональними шарами в багатьох технологіях використовуються захисні покриття та покриття, що пасивують, на різних матеріалах і структурах. Для них найбільш характерним є контроль товщини.

Застосування НВЧ методу контролю параметрів таких шарів стало альтернативою такому раніше розповсюдженому методу, як оптичний – для товщинометрії; чотирьохзондовий або опір розтікання – для контролю питомого опору; вольтфарадний – для розподілу домішки й т.д. Створення цієї альтернативи обумовлено потребою вирішення завдань підвищення експресності контролю; комплексності й уніфікації технічного устаткування; єдності підходів в інформаційній обробці результатів контролю.

У НВЧ вологометрії в міру розвитку різних технологій переробки матеріалів також виникала потреба альтернативи раніше використовуваним варіантам методу, що базується на застосуванні НВЧ антен. З'явилась необхідність вологометрії в малооб'ємних об'єктах (проби порошкових матеріалів у полімерних технологіях; фармакології; при переробці продукції тваринництва й т.п.) [22–24]. Особливо варто виділити області біофізики,

біоінженерії й біотехнологій, для яких вимір вмісту води став особливо актуальним у принциповому відношенні [25].

В такій постановці фундаментальним стало базування необхідних альтернативних рішень на використанні ближньопольових резонаторних чутливих елементів. Застосування їх дозволило створити багатопараметрові мікрохвильові датчики із широкими можливостями уніфікації, точним теоретичним описом характеристик перетворення, динамічним позиціонуванням і істотною мінімізацією вимог до розмірів і форми об'єкта контролю.

Цей комплекс властивостей забезпечує можливість реалізовувати необхідну локальність контролю аж до здійснення контролю неоднорідності розподілу значень параметрів по поверхні об'єкта й багатомірної діагностики.

Активний розвиток в останні роки методів, систем та пристроїв мікрохвильової діагностики матеріалів і середовищ, значна частина яких базується на використанні резонансних чутливих елементів-датчиків [10, 13, 26-30], передбачає в багатьох випадках суттєві конструктивні зміни резонуючих елементів порівняно з їх канонічними реалізаціями з метою максимальної адаптації до умов вимірювань і досліджень. При цьому також необхідно проведення досліджень процесів формування та перетворення сигналів в таких пристроях і системах з метою визначення умов досягнення максимальної чутливості вимірювань.

1 РЕЗОНАТОРНІ ВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

1.1 Пристрої мікрохвильової діагностики матеріалів і середовищ

Сучасні досягнення фізики та техніки НВЧ дозволяють створювати високоефективні методи і технічні засоби для безконтактного неруйнівного дослідження і контролю фізико-технічних та фізико-хімічних властивостей напівпровідникових і діелектричних матеріалів та різного роду структур [13, 27, 29-30, 36, 37]. Методи НВЧ діагностики відрізняються різноманітністю підходів до вирішення теоретичних задач, методик вимірювань і конструкцій вимірювальних перетворювачів (ВП) НВЧ.

За типом використовуваних в первинних вимірювальних перетворювачах фізичних явищ НВЧ датчики можна розділити на хвильові і резонаторні [13, 26-30]. Якщо ввести поняття метрологічної взаємодії, то резонаторні вимірювальні перетворювачі (РВП) можна класифікувати на РВП з об'ємною, апертурною, поверхневою і мікрозондовою ближньопольовою взаємодією.

У традиційних засобах радіохвильового контролю використовуються ВП антенного типу. У ВП антенного типу результуючий сигнал визначається інтегралом по всій області взаємодії хвилі зі зразком, тому загальним обмеженням для них є неможливість проведення локальних вимірювань.

В хвилеводних ВП для отримання інформаційних сигналів, як і в антенних, використовуються відображені хвилі і хвилі, що пройшли. Як правило, при хвилеводних методах контролю найбільш прийнятним для дослідження напівпровідникових і складних діелектричних структур є спосіб, що заснований на реєстрації коефіцієнта відбиття електромагнітної хвилі від зразка, який служить кінцевим навантаженням хвилеводної лінії. Хвилеводні ВП вимагають щільного механічного контакту зі зразком, щоб виключити розрив ліній струму провідності, який вносить суттєву погрішність, і, як правило, вимагають попереднього інструментального калібрування, оскільки їх теоретичне калібрування обмежується складністю математичної задачі.

При вимірюванні параметрів напівпровідникових плівок товщиною менше 30 мкм чутливість таких ВП виявляється недостатньою внаслідок слабкої локалізації поля в зразку.

РВП дозволяють зменшити вплив деяких недоліків, які притаманні хвилеводним ВП. Це можливо завдяки тому, що резонатори накопичують енергію НВЧ коливань і, відповідно, накопичують результат впливу збурення електромагнітного поля (ЕМП) досліджуваним зразком. Дослідження в області створення НВЧ РВП і практика їх застосування показують їх перспективність для вимірювання діелектричних і напівпровідникових зразків [13, 27, 28, 30].

За способом зв'язку ЕМП в РВП і зразку можна виділити резонаторні ВП об'ємної і апертурної взаємодії. У першому випадку зразок вноситься в порожнину НВЧ резонатора, вносячи збурення в структуру його електромагнітного поля. В цьому випадку визначати електрофізичні параметри досліджуваного зразка можна за ступенем збурення НВЧ поля, з усередненням за його об'ємом. У другому випадку зразок зв'язаний з полем резонатора через апертуру, внаслідок чого з'являється можливість локалізації області, в якій виконують вимірювання параметрів. Крім того, в цьому випадку взаємодія є ближньопольовою, внаслідок чого долається бар'єр Аббе і роздільна здатність визначається геометричними параметрами апертури, а не робочою довжиною хвилі.

При використанні РВП об'ємного типу досліджуваний зразок поміщається всередину резонансного контуру, і по зміні резонансної частоти та добротності визначаються відповідно величина діелектричної проникності ϵ и тангенса угла диэлектрических поте і тангенса кута діелектричних втрат $\text{tg } \delta$. При цьому, чим вище добротність вимірювального резонансного контуру і чим точніше виміряні зміни добротності і резонансної частоти, тим вище чутливість вимірювань характеристик діелектриків або їх змін при впливі різних факторів. Методи вимірювання в діапазоні НВЧ, що засновані

на використанні об'ємних резонаторів, допускають вимірювання діелектричної проникності в межах від 1,01 до 100 и $\text{tg } \delta \sim 5 \cdot 10^{-5} - 5 \cdot 10^{-1}$.

Якщо об'єм діелектричного зразка $V_{\text{обр}}$ малий у порівнянні з об'ємом резонансної порожнини $V_{\text{рез}}$ і його розміщення всередині резонатора не призводить до суттєвого спотворення електричних і магнітних полів, то для знаходження співвідношень, що пов'язують зміни параметрів резонатора зі значеннями відносної діелектричної проникності ϵ' і $\text{tg } \delta = \epsilon''/\epsilon'$ ($\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$) зразка, можна скористатися методом малих збурень і отримати наступні вирази [34,38]

$$\frac{\omega_1 - \omega_0}{\omega_1} = -(\epsilon' - 1) \frac{\int \epsilon_0 E_0^2 dV_{\text{обр}}}{\int (\epsilon_0 E_0^2 + \mu_0 H_0^2) dV_{\text{рез}}}, \quad (1.1)$$

$$\text{tg } \delta = \frac{1}{2\epsilon'} \left(\frac{1}{Q_1} - \frac{1}{Q_0} \right) \frac{\int (\epsilon_0 E_0^2 + \mu_0 H_0^2) dV_{\text{рез}}}{\int \epsilon_0 E_0^2 dV_{\text{обр}}}, \quad (1.2)$$

де: індекси 0 і 1 відносяться відповідно до резонатора без зразка і зі зразком;

E_0 і H_0 – напруженості електричного і магнітного поля в незбуреному резонаторі.

Відношення інтегралів характеризує кількість енергії, що запасена в зразку (фактор заповнення).

У разі, коли циліндричний вакуумований резонатор з висотою h збуджується на виді коливаний H_{011} , а зразок виконаний у вигляді тонкого диска товщиною d і діаметром, що дорівнює діаметру резонатора, який розміщується на одній з торцевих стінок резонатора, з (1.1) і (1.2) можна отримати наступні співвідношення [38]

$$\frac{\omega_1 - \omega_0}{\omega_1} = \frac{\epsilon' - 1}{2} \left(\frac{d}{h} - \frac{1}{2\pi} \sin \frac{2\pi d}{h} \right), \quad (1.3)$$

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{2}{\varepsilon'} \left(\frac{1}{Q_1} - \frac{1}{Q_0} \right) \frac{1}{d/h - (1/2\pi) \sin \left(\frac{2\pi}{h} d \right)}. \quad (1.4)$$

Для отримання більш точних співвідношень, що придатні для будь-якого ступеня заповнення резонатора досліджуваним матеріалом, необхідно вирішити електродинамічну задачу, яка пов'язана з інтегруванням рівнянь Максвелла для резонатора зі зразком, що збуджується на деякому конкретному виді коливань. Ця задача зводиться до вирішення хвильових рівнянь для областей резонатора, одна з яких заповнена досліджуваною речовиною, а інша - вакуумом. Для збуджуваного на виді коливань H_{011} циліндричного резонатора, в якому розміщується зразок у формі диска з діаметром, що дорівнює діаметру резонатора, і товщиною d , отримані наступні співвідношення [39]

$$\varepsilon = \frac{\left(\frac{r_0 \omega_1}{c} \right)^2 + 10,6}{\left(\frac{r_0 \omega_0}{c} \right)^2 + 10,6}, \quad (1.5)$$

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{p(2d - s) + (1/\varepsilon)[2(h - d) - q]}{p(2d - s)} \left(\frac{1}{Q_1} - \frac{1}{Q_0} \right), \quad (1.6)$$

$$\text{де: } p = \frac{\sin^2 \frac{\omega_0}{c} (h - d)}{\sin^2 \frac{\omega_1}{c} d}; \quad q = \frac{\sin 2 \frac{\omega_0}{c} (h - d)}{\omega_0 / c}; \quad s = \frac{\sin 2 \frac{\omega_1}{c} d}{\omega_1 / c};$$

r_0 – радіус резонатора;

c – швидкість світла.

Чутливість методу, головним чином, залежить від коефіцієнта перетворення ε і $\operatorname{tg} \delta$ зразка в зміни добротності і резонансної частоти резонатора зі зразком, а також від точності вимірювання цих змін. Коефіцієнт

перетворення залежить від типу резонансної системи, виду коливань в резонаторі, місця розташування зразка і його розмірів. Наприклад, якщо в циліндричному об'ємному резонаторі, що збуджується на виді коливань H_{011} , досліджувати зразок, який має форму тонкого диска з діаметром, що дорівнює діаметру резонатора, то в залежності від того, де розташований зразок - на дні резонатора або паралельно дну на висоті $h/2$, коефіцієнт перетворення буде змінюватися більш ніж в 500 разів. В коаксіальному $\lambda/4$ -резонаторі з ємністю, що укорочує, найбільший коефіцієнт перетворення буде при розміщенні зразка в ємнісному зазорі, в спіральному резонаторі - при розміщенні зразка всередині спіралі. Наведені приклади показують, що в одному і тому ж високочастотному резонаторі можна досліджувати зразки з характеристиками, що значно відрізняються, та розміщуючи їх в різних місцях порожнини резонатора.

Для РВП апертурного типу величина коефіцієнта перетворення визначається, головним чином, характером і ступенем взаємодії полів резонатора з об'єктом через апертуру.

В останні роки з розвитком методів скануючої зондової мікроскопії та необхідністю вивчення параметрів різних об'єктів на мікро- і нанорозмірному рівні формується напрямок діагностики, пов'язаний зі скануючою мікрохвильовою мікроскопією (СММ) [13, 30, 36, 37, 40]. Основою СММ є ближньопольова взаємодія мікрохвильових електромагнітних полів, що створюються мікрозондовими структурами, з локалізованими (ступінь локалізації визначається розмірами і конструкцією мікрозонда) поверхневими і приповерхневими шарами досліджуваних матеріалів.

Функціональна схема скануючого мікрохвильового мікроскопа (СММ) являє собою поєднання як мінімум трьох систем: системи позиціонування по осях X , Y і Z ; системи формування сигналів вимірювальної інформації і системи обробки даних вимірювань. Всі системи мусять функціонувати спільно і синхронно як в режимі реального часу по виділеному ряду задач,

так і з запам'ятовуванням і подальшою обробкою попередніх результатів вимірювань.

Не дивлячись на важливість і необхідність зазначених систем і їх елементів, тим не менш, можна виділити ті з них, які максимально впливають на параметри СММ.

В першу чергу це мікрохвильові вимірювальні перетворювачі (включаючи РВП), особливості конструкцій і схемних рішень яких, головним чином, визначають чутливість і роздільну здатність проведених вимірювань.

Важливою частиною СММ також є система формування і обробки інформаційних сигналів, яка використовується для виділення і вимірювання змін параметрів ВП (або РВП).

Особливістю РВП, що застосовуються в СММ, є наявність мікрозондових структур, геометричні розміри і форма яких багато в чому визначають функціональні і метрологічні можливості СММ в цілому.

Як правило, така мікрозондова структура являє собою малорозмірний хвилевідний або коаксіальний випромінювач (мікроантену), який безпосередньо входить в коливальний контур або приєднується до нього за допомогою елемента зв'язку.

При створенні і конструюванні РВП з мікрозондовими структурами необхідно виконати вимоги.

При дослідженні електрофізичних характеристик матеріалів, середовищ і об'єктів для зондування використовується електрична складова електромагнітного поля, що створюється зондом в області досліджуваного зразка. Відповідно, зонд являє собою структуру, яка формує відповідну конфігурацію електричного поля. Для ефективного формування необхідної конфігурації електричного поля необхідно враховувати характер взаємодії зондової структури зі складовими електромагнітного поля коливального контуру. При цьому конструкція і технологія виготовлення резонатора мусять забезпечувати його максимальну власну добротність при збудженні на виді коливаний, що підходить для сполучення з мікрозондовою структурою.

Аналогічні вимоги мусять виконуватися при використанні зондів, які формують необхідну конфігурацію магнітної складової електромагнітного поля при необхідності дослідження магнітних характеристик.

Типові конструкції резонаторних перетворювачів з мікрозондовими структурами наведені на рис. 1.1.

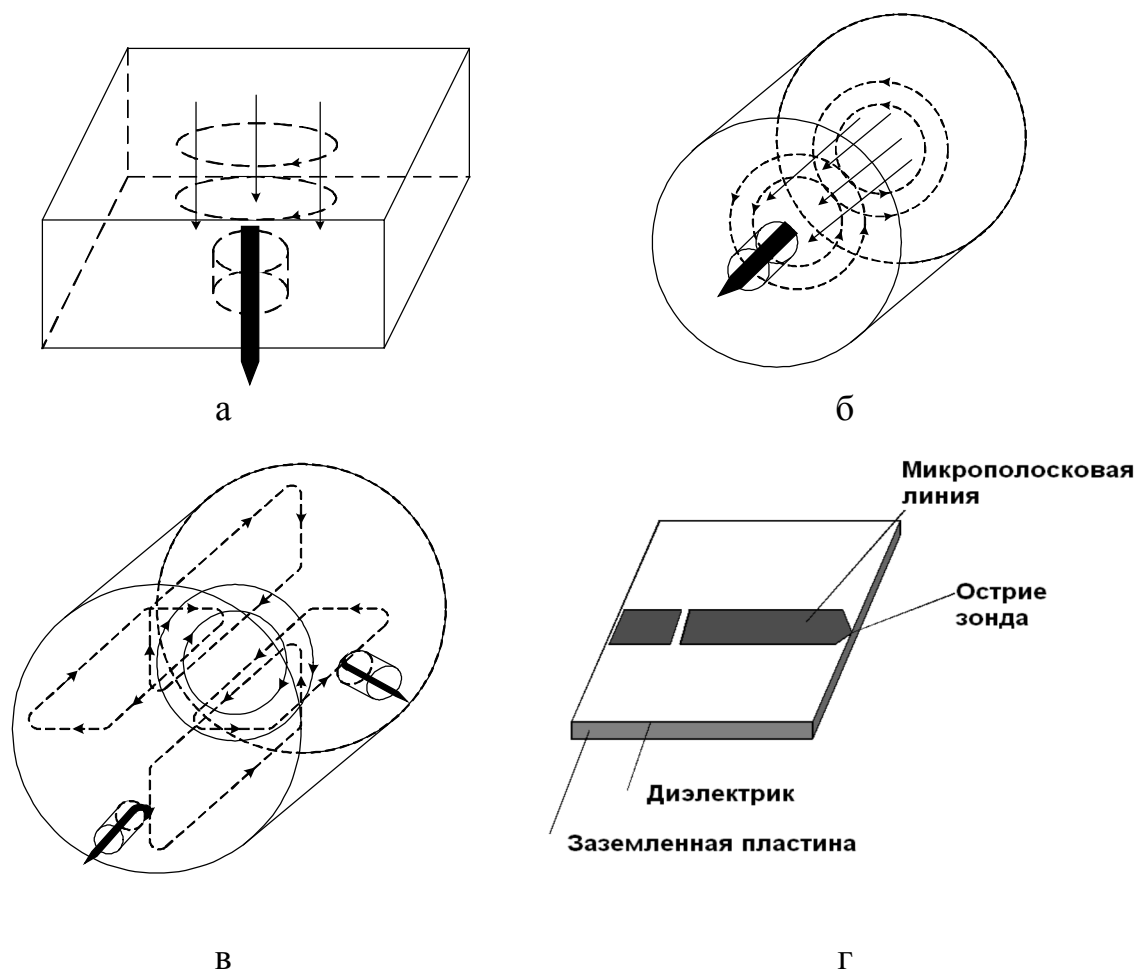


Рисунок 1.1 Конструкції резонаторних перетворювачів з мікрозондовими структурами: а – призматичний (прямокутний) резонатор на виді коливальних H_{101} ; б – циліндричний резонатор, збуджуваний на Е-виді коливальних; в – циліндричний резонатор, збуджуваний на виді коливальних H_{011} ; г – мікросмушковий резонатор.

Для забезпечення ближньопольової мікрохвильової мікроскопії немає необхідності в постійному вимірюванні значень резонансної частоти і добротності при фіксації кожної досліджуваної локальної мікроділянки

поверхні. Для цього досить забезпечити вимірювання деяких величин (або функцій), зміна яких була б пропорційна зміні відповідних значень електрофізичних характеристик поверхні при переміщенні уздовж неї. Більш того, таке рішення дає можливість здійснити автоматизацію проведених вимірювань.

Такими величинами можуть бути зміни резонансної частоти і добротності від початкових значень або інші параметри, які змінюються пропорційно виміряним. Відповідно, метрологічні можливості СММ будуть багато в чому залежати від якості відповідних вимірювальних систем.

1.2 Фактори, що визначають добротність і стабільність параметрів НВЧ резонансних елементів

Добротність резонатора з повітряним або вакуумним заповненням (або оточенням) і стінками (або провідниками) з добре провідного матеріалу можна знайти за допомогою наступного співвідношення [31,32]:

$$Q_0 = \omega_p \frac{W_{\text{зап}}}{W_{\text{рас}}} = \frac{\sqrt{\omega_p \mu_0} \int_V |\dot{H}|^2 dv}{\sqrt{\frac{\mu_0}{2\sigma}} \int_S |\dot{H}_\tau|^2 ds} = \frac{\omega_p \mu_0 \int_V |\dot{H}|^2 dv}{R_{\Pi} \int_S |\dot{H}_\tau|^2 ds} = \frac{G}{R_{\Pi}}, \quad (1.7)$$

де ω_p – резонансна частота;

$W_{\text{зап}}$ – енергія, що запасена в резонаторі на резонансній частоті, величина якої залежить від конструкції резонатора і характеру (структури) коливань, збуджених в резонаторі;

$W_{\text{рас}}$ – енергія, що розсіюється в резонаторі, і залежить від структури коливання, а також від значення поверхневого опору матеріалу стінок резонатора (об'ємні резонатори з провідними стінками), поверхневого опору, втрат в діелектрику, і втрат на випромінювання (металодіелектричні, смужкові і мікросмужкові резонатори), втрат в

діелектрику і втрат на випромінювання (діелектричні резонатори) і т.д.;

μ_0 – магнітна проникність вакууму;

σ – провідність матеріалу стінок (або провідників) резонатора;

$R_{\text{п}}$ – поверхневий опір матеріалу стінок (або провідників) резонатора;

$$G = \omega_p \mu_0 \int_V \left| \dot{H} \right|^2 dv \Big/ \oint_S \left| \dot{H}_\tau \right|^2 ds - \text{геометричний фактор, що залежить від}$$

геометрії і розмірів резонатора, а також від структури електромагнітних полів (виду коливань).

Аналіз вираження (1.7) показує, що максимальною добротністю будуть володіти такі резонансні структури НВЧ діапазону у яких: відсутні втрати на випромінювання, малі втрати в діелектриках або вони відсутні (закриті об'ємні резонатори з провідними стінками); мала величина поверхневого опору матеріалу стінок або провідників або вони відсутні (діелектричні резонатори, наприклад); велика величина геометричного фактора, пропорційного відношенню об'єму резонатора до його поверхні, а також залежить від виду коливань на якому відбувається резонанс (характеру розподілу електромагнітних полів в резонаторі і струмів на його поверхнях).

Для розрахунку резонансних частот, добротностей і геометричних розмірів циліндричних резонаторів, що збуджуються на різних видах коливань можна скористатися співвідношеннями, які виведені з формул, наведених в роботах [32, 33-35].

Для резонансних частот:

призматичний (прямокутний) порожнистий резонатор (види коливань H_{mnp} і E_{mnp}) –

$$F_0 = \frac{c}{2} \cdot \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{L}\right)^2}, \quad (1.8)$$

де: a, b, L – розміри резонатора;

c – швидкість світла;

m, n, p – число напівхвиль, що укладаються уздовж відповідних стінок резонатора ($m = 0, 1, 2, 3 \dots$; $n = 0, 1, 2, 3 \dots$; $p = 0, 1, 2, 3 \dots$);
циліндричний порожнистий резонатор (види коливань E_{nlp}) –

$$F_0 = \frac{c}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\left(\frac{v_{ni}}{R}\right)^2 + \left(\frac{\pi \cdot p}{L}\right)^2}, \quad (1.9)$$

де: R и L – розміри резонатора;

v_{ni} – i -тий корінь функції Бесселя n -го порядку ($v_{01} = 2,405$; $v_{11} = 3,832$);

$p = 0, 1, 2, 3 \dots$;

циліндричний порожнистий резонатор (види коливань H_{nlp}) –

$$F_0 = \frac{c}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\left(\frac{\mu_{ni}}{R}\right)^2 + \left(\frac{\pi \cdot p}{L}\right)^2}, \quad (1.10)$$

де: μ_{ni} – i -тий корінь першої похідної функції Бесселя n -го порядку ($\mu_{01} = 3,832$; $\mu_{11} = 1,841$);

$p = 1, 2, 3 \dots$

Для добротностей:

призматичний порожнистий резонатор (види коливань H_{mnp}) –

$$Q_{mnp} = \frac{c \cdot \pi \cdot \mu_0}{R_{\Pi}} \times \frac{(a \cdot b \cdot L / 4) \cdot (s^2 + t^2) \cdot (s^2 + t^2 + f^2)^{3/2}}{a \cdot L \cdot [s^2 \cdot f^2 + (s^2 + t^2)^2] + b \cdot L \cdot [t^2 \cdot f^2 + (s^2 + t^2)^2] + a \cdot b \cdot [s^2 \cdot t^2 + (s^2 + t^2)^2]}, \quad (1.11)$$

де: $\mu_0 = 1,256 \cdot 10^{-6}$ Гн/м;

$R_{\Pi} = (\rho \cdot \pi \cdot F \cdot \mu_0)^{1/2}$ – поверхневий опір матеріалу стінок резонатора;

ρ – питомий опір матеріалу стінок резонатора;

$s = m/a$; $t = n/b$; $f = p/L$;

призматичний порожнистий резонатор (види коливань E_{mnp}) –

$$Q_{\text{mnl}} = \frac{c \cdot \pi \cdot \mu_0}{R_{\Pi}} \frac{(a \cdot b \cdot L/4) \cdot (s^2 + t^2) \cdot \sqrt{s^2 + t^2 + f^2}}{s^2 \cdot b \cdot (a + L) + t^2 \cdot a \cdot (b + L)}, \quad (1.12)$$

циліндричний порожнистий резонатор (види коливань H_{nip}) –

$$Q_{\text{nip}} = \frac{\pi \cdot F_0 \cdot \mu_0}{R_{\Pi}} \frac{R \cdot \left[\left(\frac{\mu_{\text{ni}}}{R} \right)^2 + \left(\frac{\pi \cdot p}{L} \right)^2 \right] \cdot \left[1 - \left(\frac{n}{\mu_{\text{ni}}} \right)^2 \right]}{\left(\frac{\mu_{\text{ni}}}{R} \right)^2 + \frac{2 \cdot R}{L} \left(\frac{\pi \cdot p}{L} \right)^2 + \frac{1}{\mu_{\text{ni}}} \left(\frac{\pi \cdot n \cdot p}{L} \right)^2 \left(1 - \frac{2 \cdot R}{L} \right)}, \quad (1.13)$$

циліндричний порожнистий резонатор (види коливань E_{nip}) –

$$Q_{\text{nip}} = \frac{\pi \cdot F_0 \cdot \mu_0}{R_{\Pi}} \frac{R}{1 + 2 \cdot R/L}; \quad Q_{\text{ni0}} = \frac{\pi \cdot F_0 \cdot \mu_0}{R_{\Pi}} \frac{R}{1 + R/L}. \quad (1.14)$$

В общем U загальному випадку всі вирази для власних добротностей об'ємних резонаторів можна представити у вигляді

$$Q_0 = G/R_{\Pi}. \quad (1.15)$$

Для об'ємних резонаторів однією з умов досягнення високих добротностей можна вважати максимальне відношення об'єму резонатора до площі його внутрішньої поверхні, оскільки енергія електромагнітних хвиль, що накопичується в резонаторі пропорційна його об'єму, а втрати визначаються в основному втратами в провідних стінках (для резонатора без будь-якого заповнення) і відповідно залежать від їх площі. При цій умові найкращою формою для об'ємного резонатора буде сферична, для призматичного - кубічна, для циліндричного - така, при якій діаметр циліндра дорівнює його довжині ($D = 2R = L$).

Результати розрахунків параметрів призматичних резонаторів наведені в таблиці 1.1, циліндричних резонаторів - в таблиці 1.2. При розрахунку передбачалося, що резонатори виготовлені з міді з питомим опором $\rho = 0,0172 \cdot 10^{-6}$ Ом·м.

Таблиця 1.1

F_0 , ГГц	Вид коливань	Розміри, мм	Q_0
10	H_{101}	$a = b = L = 21$	$\sim 1,61 \cdot 10^4$
	E_{111}	$a = b = L = 26$	$\sim 9,85 \cdot 10^3$
36	H_{101}	$a = b = L = 16,4$	$\sim 8,485 \cdot 10^3$
	E_{111}	$a = b = L = 20,1$	$\sim 5,2 \cdot 10^3$

Таблиця 1.2

F_0 , ГГц	Вид коливань	Розміри, мм	Q_0
10	H_{011}	$2R = L = 39,56$	$\sim 3,0 \cdot 10^4$
	E_{011}	$2R = L = 27,44$	$\sim 1,04 \cdot 10^4$
	E_{012}	$2R = 27,44; L = 4R$	$\sim 1,387 \cdot 10^4$
	E_{013}	$2R = 27,44; L = 6R$	$\sim 1,56 \cdot 10^4$
	E_{010}	$2R = L = 22,98$	$\sim 8,7 \cdot 10^3$
36	H_{011}	$2R = L = 11,0$	$\sim 1,58 \cdot 10^4$
	E_{011}	$2R = L = 7,62$	$\sim 5,49 \cdot 10^3$
	E_{012}	$2R = 7,62; L = 4R$	$\sim 7,32 \cdot 10^3$
	E_{013}	$2R = 7,62; L = 6R$	$\sim 8,23 \cdot 10^3$
	E_{010}	$2R = L = 6,4$	$\sim 4,61 \cdot 10^3$

З таблиць видно, що максимальну добротність мають Н-види коливань і коливання, які збуджуються в циліндричних резонаторах.

Оскільки задовольнити всім вимогам досягнення максимальної добротності одночасно неможливо при виборі конструкції резонансного елемента керуються задачами їх практичного застосування. Тому завжди існуватиме різноманіття видів резонансних НВЧ структур, для кожного з яких необхідно забезпечувати досягнення максимальної добротності.

У свою чергу стабільність досягнутого значення добротності визначається також цілим рядом факторів, серед яких фізичні властивості

матеріалів, особливості конструкції і технології виготовлення, умови експлуатації.

Резонансна частота і стабільність її значення також багато в чому визначають можливості використання НВЧ резонаторів.

Значення резонансної частоти резонансних НВЧ елементів головним чином визначається їх геометричними розмірами, а в разі використання діелектричних матеріалів ще й величиною діелектричної проникності.

Відповідно, стабільність значення резонансної частоти буде залежати від стабільності геометричних розмірів і значення діелектричної проникності та можливості підтримки їх значень незмінними.

Звідси, також як для досягнення і підтримання високої добротності, виникають вимоги до вибору матеріалів, конструкції, технології виготовлення, умов експлуатації.

1.3 Основні вимоги до РВП

Датчики, що використовують як первинний перетворювач резонансний вимірювальний перетворювач (РВП), дозволяють зв'язати зміну їх резонансної частоти і добротності зі змінами відповідно, нерівності поверхні, діелектричної проникності і тангенса діелектричних втрат досліджуваного об'єкта. Формування інформаційних сигналів в такій системі виробляється на основі аналізу вимірних значень змін резонансної частоти і добротності РВП. При цьому, чим більша добротність РВП, тим точніше може бути виміряна його резонансна частота і добротність, і відповідно, їх зміни.

При виборі геометрії резонатора, робочі коливання якого повинні володіти певними характеристиками, необхідно враховувати близькість цих коливань до небажаних видів коливань, виключити випадки збігу резонансних частот. Наочним способом виконати такий вибір дозволяє діаграма власних коливань циліндричного резонатора, на якій представлені криві, що відображають залежність добутку резонансної частоти на діаметр резонатора $F_{\text{нр}} \cdot D$ від відношення D/L , де L – висота резонатора.

Аналітично для коливань E-і H-типу ці залежності можуть бути представлені у вигляді:

$$F_{\text{нір}}^E \cdot D = 0,3 \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi^2} v_{\text{ні}}^2 + \frac{1}{4} p^2 \left(\frac{D}{L}\right)^2}, \text{ ГГц}\cdot\text{м}, \quad (1.16)$$

$$F_{\text{нір}}^H \cdot D = 0,3 \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi^2} \mu_{\text{ні}}^2 + \frac{1}{4} p^2 \left(\frac{D}{L}\right)^2}, \text{ ГГц}\cdot\text{м}. \quad (1.17)$$

На рис. 3.1 наведена діаграма коливань циліндричного резонатора, де суцільними кривими представлені геометричні місця точок коливань E-типу, а пунктирними – H-типу. Точками на кривих, відповідним 4-м аксіально симетричним коливанням E_{010} , E_{011} , E_{012} , E_{013} , відзначені промодельовані в пакеті HFSS геометрії для резонансної частоти 35,8 ГГц. Числами біля зазначених точок проставлені значення добротності коливань циліндричного резонатора 8 мм діапазону, що розраховані для відповідного відношення D/L .

Резонатори, що збуджені на видах коливань E_{012} (двонапівхвильовий) і E_{013} (трьохнапівхвильовий) при однакових діаметрах забезпечують отримання вищих добротностей, ніж E_{011} (напівхвильовий). Однак, оскільки ці види коливань не є основними, необхідно підбирати розміри так, щоб зменшити ймовірність збудження небажаних видів коливань.

В якості робочих варіантів резонаторів з коливаннями E_{013} і E_{011} можна реалізувати наступні геометрії :

$$E_{013} - D = 7,44 \text{ мм}; L = 24,8 \text{ мм}; \text{ розрахункова добротність } Q = 7982;$$

$$E_{011} - D = 7,44 \text{ мм}; L = 8,26 \text{ мм}; \text{ розрахункова добротність } Q = 5558 .$$

Однак необхідно враховувати, що наведені оцінки величин добротностей не враховують особливості реальних конструкцій та технології виготовлення резонаторів, які призводять до зростання втрат і, відповідно – зниження добротності в порівнянні з ідеальним випадком за рахунок

неминучої присутності стикових з'єднань, шорсткості (неідеальної гладкості) робочих поверхонь, наявності мікродфектів в реальних робочих поверхнях. Реальні практичні значення добротностей можуть відрізнятися від оціночних в два-три рази навіть при високій якості виготовлення резонаторів.

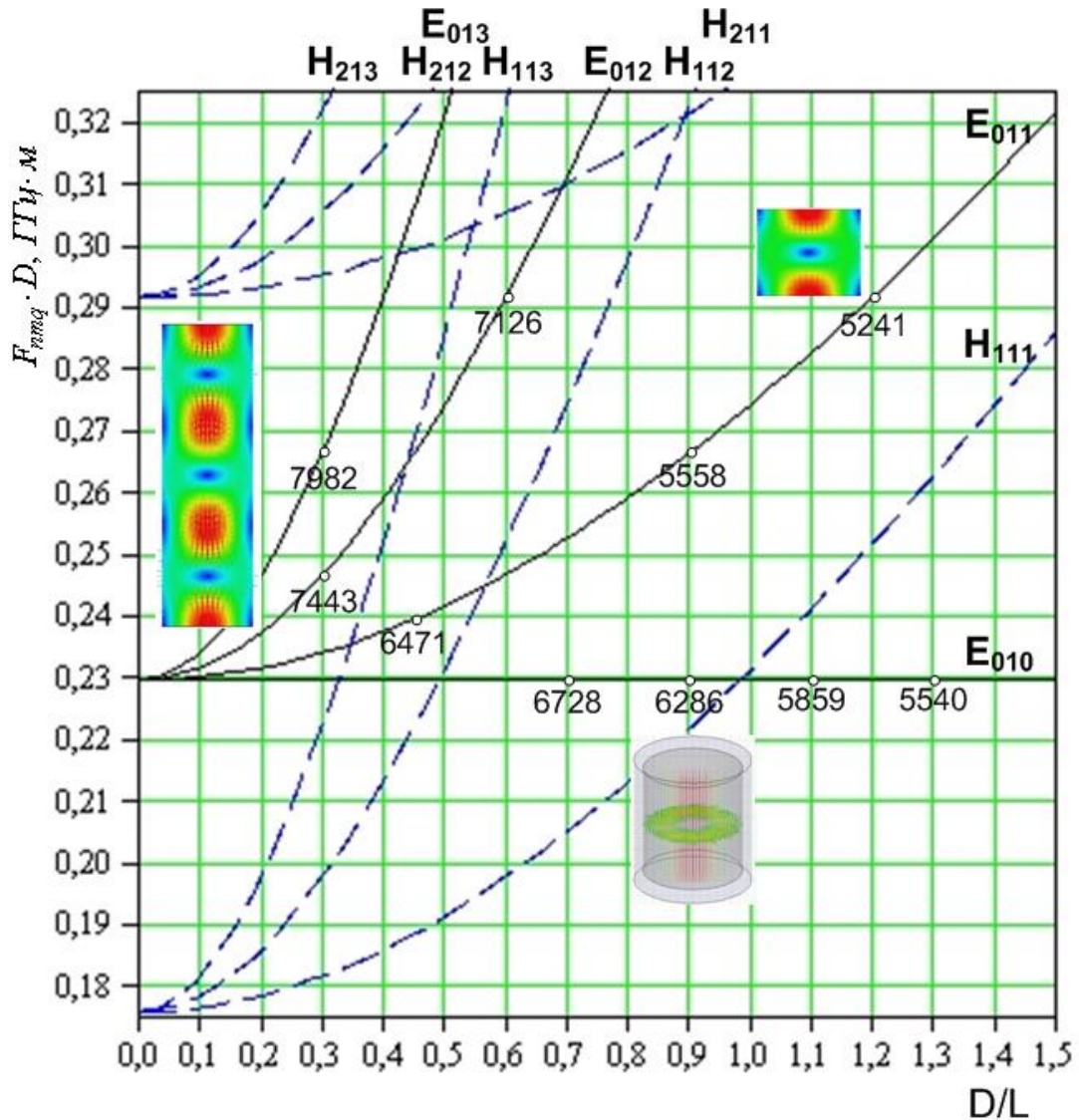


Рисунок 1.2 Діаграма коливань циліндричного резонатора

Оскільки, наприклад, в локальній мікрохвильовій діагностиці (ЛМД) найбільш ефективною конструкцією зонда, яка безпосередньо взаємодіє з досліджуваним об'єктом, є коаксіальна, то виникає необхідність аналізу і побудови такої резонаторної частини РВП, яка сполучається за структурою поля з коаксіальним мікрозондом.

Функціонально РВП для ЛМД можна представити у вигляді наступних елементів: резонатора, елементів зв'язку резонатора з вимірювальною схемою, відрізка коаксіальної лінії, що має з одного боку елемент зв'язку з резонатором, а з іншого – зондову структуру для формування необхідного розподілу поля, що взаємодіє з локальною ділянкою досліджуваного об'єкта. Відповідно характеристики РВП в цілому будуть визначатися параметрами і конструкцією його елементів, а також методами сполучення і узгодження їх один з одним.

Робоча добротність РВП головним чином залежатиме від добротності резонатора.

У резонаторі, який використовується в якості вимірювального перетворювача в ЛМД, повинні бути передбачені елементи зв'язку для включення в вимірювальну схему, а також пристрій або елемент зв'язку з мікрозондовою структурою. За рахунок цього втрати в резонаторі зростуть і добротність його буде зменшуватися:

$$Q_H = \frac{Q_0}{1 + \sum_i \beta_i}, \quad (1.18)$$

де Q_H – навантажена добротність резонатора;

$\beta_i = \frac{\overline{P_{\text{вн}i}}}{P_p}$ – величина коефіцієнта зв'язку;

$\overline{P_{\text{вн}i}}$ – середня потужність втрат у відповідному елементі зв'язку або потужність, яка випромінюється з резонатора через відповідний елемент зв'язку при вимкненому джерелі сигналу;

$\overline{P_p}$ – середня потужність втрат власне в резонаторі.

Оскільки величина добротності РВП в ЛМД визначає чутливість вимірювань електрофізичних параметрів необхідно забезпечувати її максимальне значення, тобто коефіцієнти зв'язку повинні бути мінімальними. З іншого боку, для роботи вимірювальної схеми та ефективної взаємодії поля мікрозондової структури з досліджуваним об'єктом величина зв'язку повинна

бути достатньою для надійного функціонування всієї вимірювальної системи ЛМД. Крім того конструкція елементів зв'язку повинна бути технологічною і досить просто сполучатися з пристроями НВЧ частини вимірювальної схеми.

Таким чином, вимоги до елементів зв'язку поділяються на дві групи.

Перший набір вимог визначається умовами роботи зондуючої структури, другий – умовами роботи системи формування вимірювального НВЧ сигналу .

Зондувальна структура, як правило, являє собою відрізок коаксіальної лінії, з одного боку якого розташований виступаючий загострений внутрішній провідник лінії, використовуваний як зонд, а, з іншого – елемент зв'язку з резонатором у вигляді штиря або петлі, за винятком випадків, коли в зонд за рахунок плавного переходу трансформується власна структура резонаторного перетворювача (наприклад, в коаксіальних резонаторних перетворювачах). Цей пристрій повинен забезпечувати ефективну взаємодію поля, яке випромінюється з резонатора, з досліджуваним об'єктом, і прийом відбитих і (або) перевипромінюваних об'єктом хвиль. Мікрозондова структура при цьому повинна бути взаємним пристроєм з досить великим (≤ 1) значенням коефіцієнта зв'язку з резонатором. Величина коефіцієнта зв'язку зазвичай механічно регулюється ступенем занурення петльового або штирьового елемента зв'язку в резонаторний об'єм. Відповідно, за таких значень коефіцієнта зв'язку навантажена добротність РВП зменшуватиметься майже в два рази в порівнянні з власним значенням тільки за рахунок мікрозондового пристрою.

Основною умовою роботи системи формування вимірювального НВЧ сигналу є отримання на НВЧ детекторі величини сигналу достатньої для подальшої обробки.

Вплив РВП на величину сигналу на детекторі визначатиметься коефіцієнтом передачі:

– для прохідного включення [41]

$$K_p = \frac{4 \cdot \beta_1 \cdot \beta_2}{(1 + \beta_1 + \beta_2)^2} \frac{1}{1 + a^2}, \quad (1.19)$$

де β_1, β_2 – коефіцієнти зв'язку;

$a = Q_H(\omega_r/\omega_0 - \omega_0/\omega_r) \approx 2 \cdot \Delta\omega \cdot Q_H / \omega_0$ – узагальнене розстроювання;

ω_r – частота вимірювального генератора ;

$\Delta\omega$ – відхилення частоти вимірювального генератора ω_r від резонансної частоти ω_0 .

Графік залежності коефіцієнта передачі від коефіцієнтів зв'язку та узагальненого розстроювання наведено на рис. 1.3.

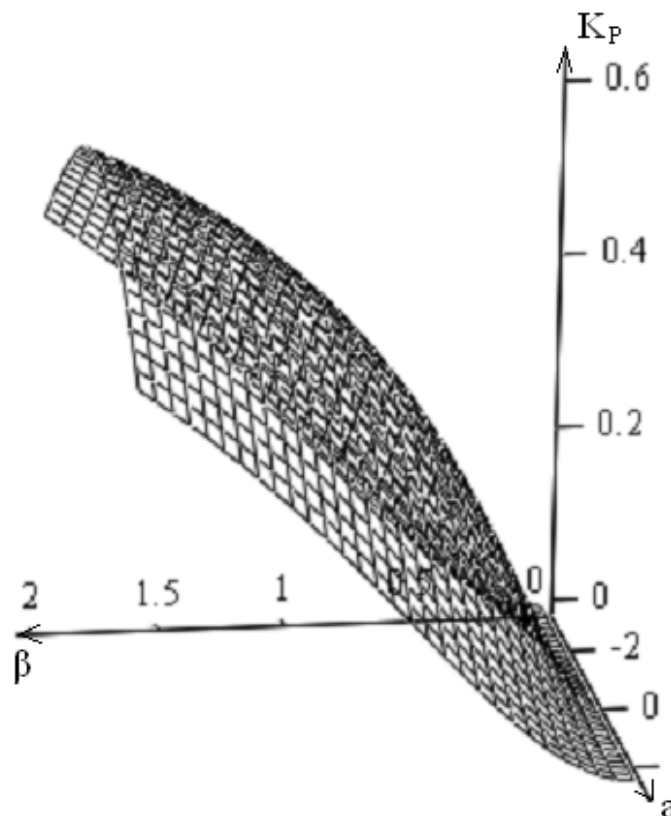


Рисунок 1.3 Залежність коефіцієнта передачі РВП від β і a при прохідному включенні ($\beta_1 = \beta_2 = 0 \dots 2$; $a = -3 \dots 3$; $Q_0 = 10^3$)

– для відбивного включення РВП з урахуванням того, що коефіцієнт відбиття в загальному випадку описується формулою:

$$R_p = 1 - \frac{4 \cdot \beta_1 (1 + \beta_2)}{(1 + \beta_1 + \beta_2)^2} \frac{1}{1 + a^2}, \quad (1.20)$$

відповідно:

$$R_p = 1 - \frac{4 \cdot \beta}{(1 + \beta)^2} \frac{1}{1 + a^2} \quad (1.21)$$

або при зв'язку, рівний критичної ($\beta = 1$):

$$R_p = \frac{a^2}{1 + a^2}. \quad (1.22)$$

Залежність коефіцієнта передачі РВП при відбивному включенні від β і a наведена на рис. 1.4.

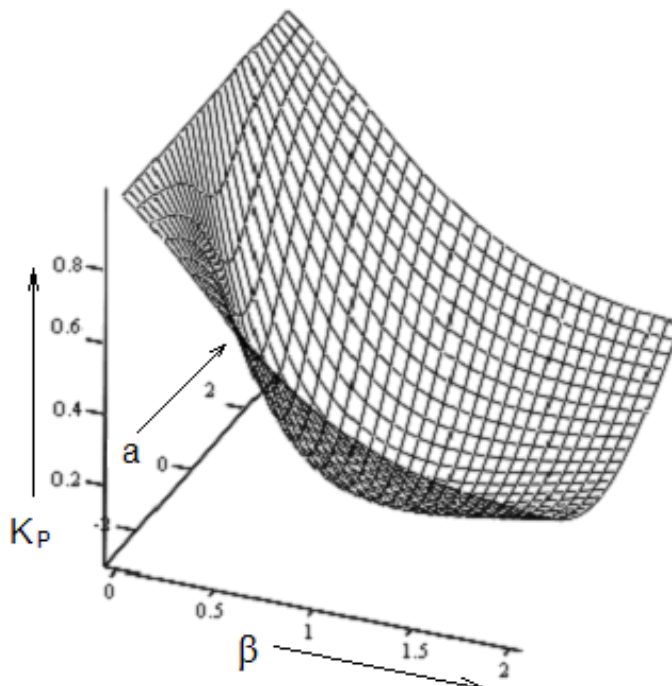


Рисунок 1.4 Залежність коефіцієнта передачі РВП від β і a при відбивному включенні ($\beta = 0 \dots 2$; $a = -3 \dots 3$; $Q_0 = 10^3$)

З графіків рис.1.3 і рис.1.4 видно, що зі зменшенням коефіцієнтів зв'язку при прохідному включенні зростає перехідне загасання РВП, а при відбивному включенні оптимальним є режим роботи з $\beta = 1$, коли амплітуда сигналу, відбитого від резонатора буде мінімальною.

Зменшення сигналу при збільшенні перехідного загасання за рахунок зменшення коефіцієнтів зв'язку при прохідному включенні можна компенсувати додатковим його посиленням після детектора, однак це буде вести до зростання відношення сигнал/шум.

Таким чином, вибір прийнятних для роботи системи формування вимірювальних НВЧ сигналів значень коефіцієнтів зв'язку призводить до додаткового зменшення величини навантаженої добротності РВП. Сумарне зменшення добротності РВП в порівнянні з власним значенням буде приблизно в три рази (1.18).

Наступна група вимог до конструкції коефіцієнтів зв'язку визначається передбачуваними до розробки технічними характеристиками вимірювальної системи та РВП. При використанні широкодіапазонної за частотою вимірювальної системи та РВП, що працюють на різних резонансних частотах, розташованих в широкому діапазоні частот, переважним є використання коаксіальних елементів зв'язку з вимірювальною системою, які володіють кращими діапазонними властивостями. При роботі з однорезонансним РВП краще використовувати хвильові елементи зв'язку, які мають менші втрати, простіше конструктивно і більш технологічні.

Таким чином, аналіз і дослідження повинні бути проведені для складених конструкцій РВП, що включають резонаторну частину, зондову структуру, елементи зв'язку з вимірювальною схемою.

Задачами аналізу є:

- визначення умов забезпечення максимальної добротності РВП;
- оцінка впливу конструктивних параметрів елементів зв'язку на передавальну функцію і добротність РВП;

– оцінка впливу параметрів об'єкта дослідження на характеристики складових РВП;

– зміни характеристик складових РВП залежно від конструктиву і геометрії мікрозондової структури.

Результати аналізу дозволять визначитися з набором можливих варіантів побудови конструкцій РВП та їх складових частин.

З урахуванням використання коаксіальної мікрозондової структури для аналізу були обрані:

- РВП на основі резонаторів на видах коливань E_{01n} ;
- РВП на основі конусного чвертьхвильового резонатора
- РВП на основі призматичних прямокутних резонаторів на видах коливань H_{10n} ;
- РВП на основі циліндричного резонатора на виді коливань H_{011} ;
- РВП на основі нерегулярних коаксіальних структур.

1.4 РВП на основі резонаторів на видах коливань E_{01n}

РВП, в якому найбільш просто здійснюється сполучення резонаторної частини з коаксіальною структурою мікрозонда, являє собою конструкцію на основі циліндричного резонатора, збуджуваного на осесиметричних видах коливань E_{01n} [42].

Типова конструкція та зовнішній вигляд такого РВП наведені на рис.1.5.

Циліндричний резонатор збуджується на виді коливань E_{011} за допомогою гвинта зв'язку, що проходить через прямокутний хвилевід в середині його широкої стінки і отвір у торцевій стінці резонатора. Розміри резонатора наступні: $H = D = 27,5$ мм.

Схематично аналізований складовий РВП і структура поля в його елементах можуть бути представлені так, як показано на рис. 1.6.

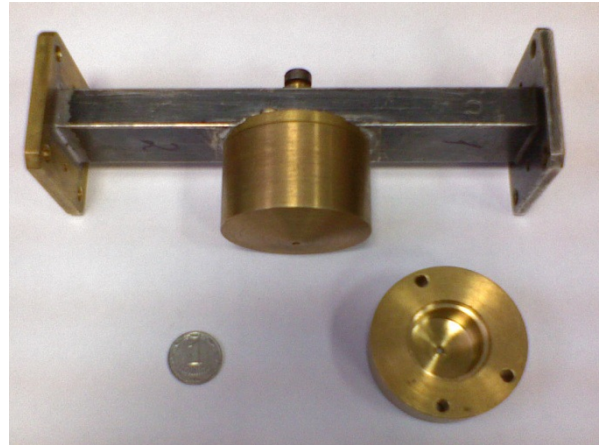
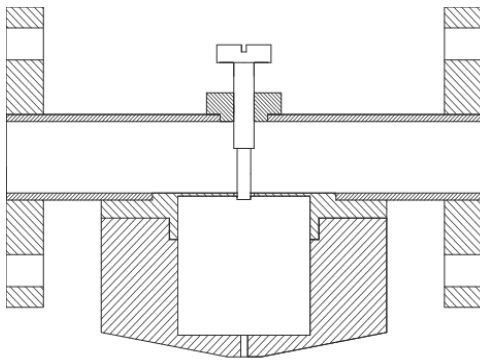


Рисунок 1.5 Типова конструкція та зовнішній вигляд РВП на основі циліндричного резонатора, збуджуваного на виді коливань E_{01n}

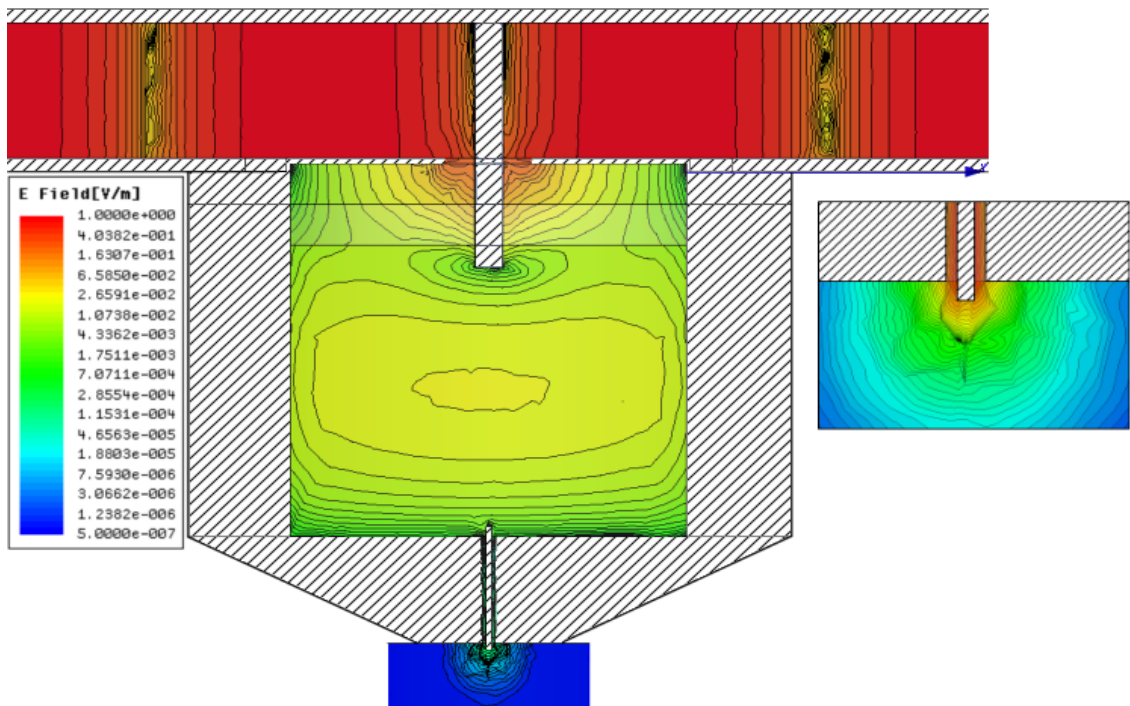


Рисунок 1.6 – Схема РВП і структура поля в його елементах

На рис. 1.7 наведено залежності передавальної функції РВП від глибини L занурення гвинта зв'язку в резонатор, на рис. 1.8 – залежності передавальної функції РВП від глибини введення h центрального провідника зондової структури всередину резонатора.

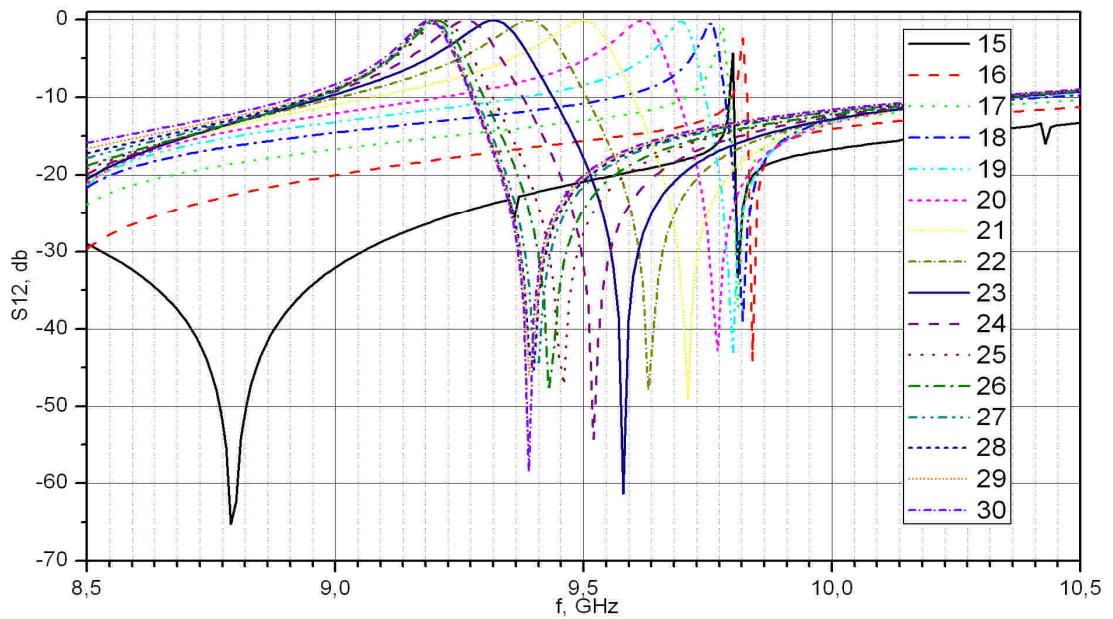


Рисунок 1.7 Залежність $S_{12}(f)$ від L

З графіків, наведених на рис. 1.7 і рис. 1.8, видно, що занурення гвинта перестроювання і центрального провідника зондової структури всередину резонатора практично не змінює форму передавальної функції, проте веде до зміни резонансної частоти. Водночас з наведених сімейств графіків можуть бути визначені умови отримання передавальних функцій з найбільш крутими фронтами .

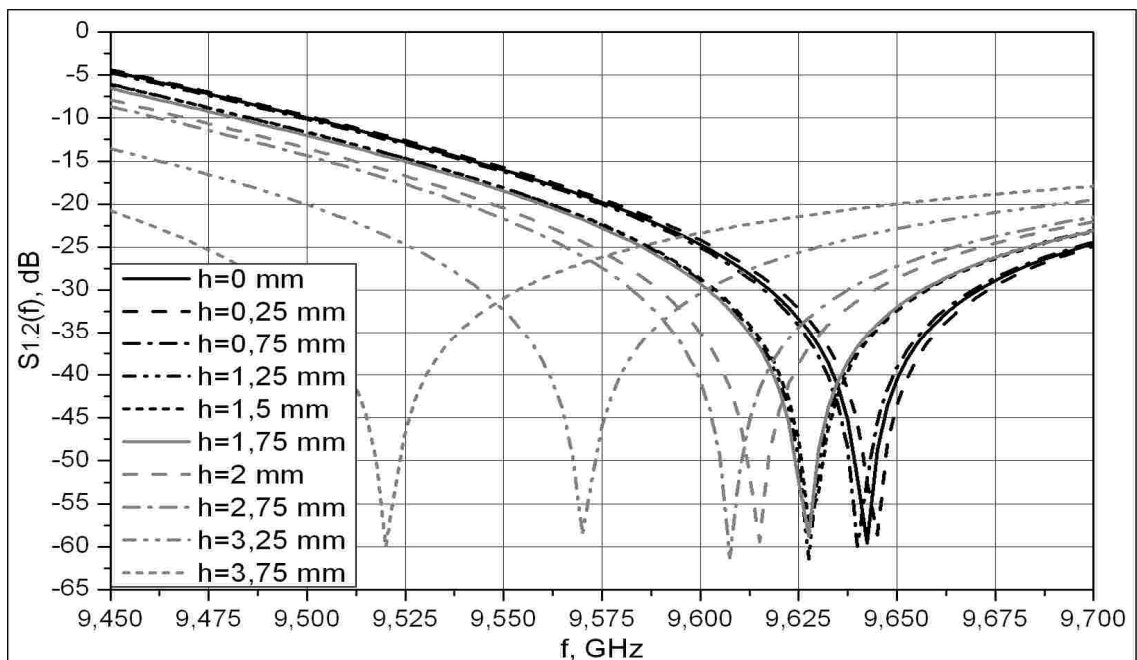


Рисунок 1.8 Залежність $S_{12}(f)$ від h

На рис. 1.9 наведені графіки залежності коефіцієнта відбиття РВП S_{11} від глибини L занурення гвинта зв'язку в резонатор. Залежності $S_{22}(L)$ виглядають аналогічно.

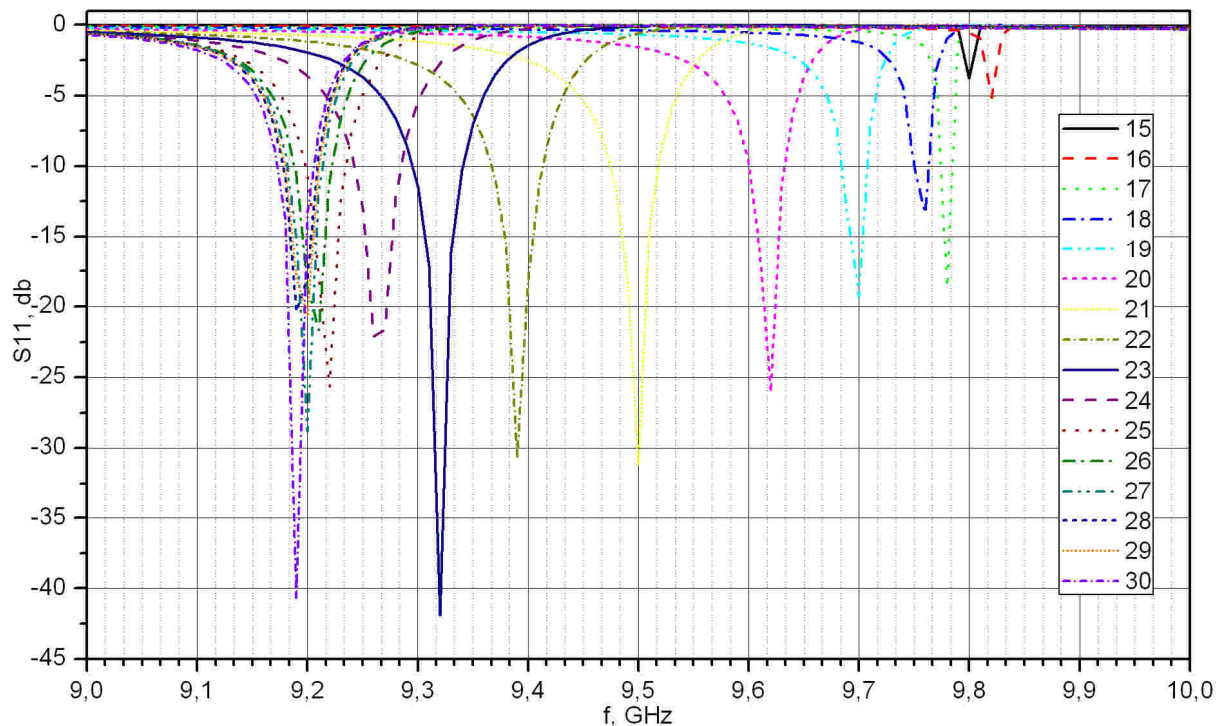


Рисунок 1.9 Залежності коефіцієнта відбиття РВП S_{11} від глибини L занурення гвинта зв'язку в резонатор

Аналіз графіків (рис. 1.8 і рис.1.9) показує, що передавальна функція (АЧХ) розглянутого РВП сильно залежить від налаштування елемента зв'язку і не забезпечує чітко виражену залежність однорезонансного відклику. Більш того, при різних настройках і на різних частотах робочого діапазону характер передавальної функції може мінятися від прохідного до режекторного (див. рис. 1.7), що, в кінцевому рахунку, буде ускладнювати настройку і функціонування системи реєстрації в процесі формування інформаційних сигналів.

Розміри апертурної області РВП, зокрема ступінь виносу штиря коаксіальної зондової структури за межі РВП також повинні позначатися на передавальних характеристиках. Однак при аналізі залежності $S_{12}(f)$ від довжини t центрального провідника зондової структури за межами

резонатора істотних змін передавальних характеристик не спостерігається (рис. 1.10).

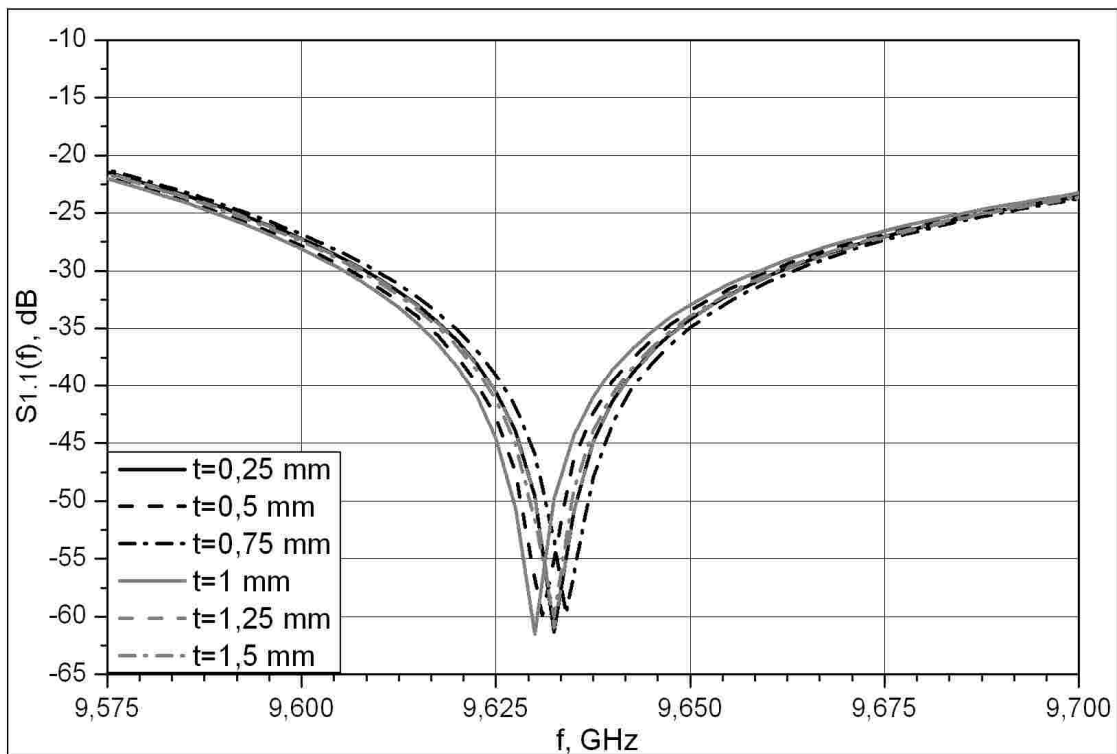


Рисунок 1.10 Залежність $S_{12}(f)$ від t

Мабуть, це пов'язано з особливостями конкретної конструкції РВП, а також тим, що при аналізі в апертурній області не передбачалося наявності середовища з діелектричною проникністю більше одиниці і помітними втратами.

Проведені дослідження показують, що характеристики РВП даного виду сильно залежать від настроювальних елементів, що викривляють передавальну функцію, а при зміні робочої частоти в результаті взаємодії з досліджуваним об'єктом можуть відбуватися принципові зміни її виду. До того ж реалізація високочастотних коливань виду E_{01n} на практиці досить скрутна через наявність поздовжніх поверхневих струмів, що перетинають стикові з'єднання.

Для дослідження АЧХ експериментальних макетів РВП, їх вхідних і вихідних параметрів в широкому частотному діапазоні використовувався векторний мережевий аналізатор NA 5230A фірми Agilent Центру загального

користування "ЕПР спектроскопія" ІРЕ НАНУ. Прилад забезпечує вимірювання параметрів S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} різних елементів і вузлів у діапазоні частот 0,05...40 ГГц з високою точністю. Оскільки прилад має коаксіальні входи і виходи, дослідження в діапазоні частот, порівнянному з робочим діапазоном вимірювача, можуть проводитися тільки для пристроїв з коаксіальними входами і виходами. При дослідженні хвильоводних пристроїв необхідно використання каліброваних коаксіально-хвильоводних переходів для кожного з робочих піддіапазонів.

Вимірювальна схема при цьому отримана проста, оскільки містить обмежений набір пристроїв: аналізатор, коаксіально-хвильоводні переходи (за необхідністю), з'єднувальні кабелі і досліджуваній об'єкт. Обробка сигналів і при необхідності візуалізація результатів здійснюються за допомогою комп'ютера і дисплея аналізатора.

Для проведення експрес-вимірювань була проведена розробка компактного пристрою для вимірювання АЧХ елементів і вузлів НВЧ тракту, в тому числі типу резонатора, що дозволяє проводити визначення таких параметрів РВП як добротність і резонансна частота з достатньою для практичних потреб точністю [43, 44].

При розробці вимірювального пристрою ставилася задача задовольнити таким вимогам: діапазон робочих частот 35...37 ГГц, потужність вимірювального генератора не менше 5 мВт, точність визначення значення вимірюваної частоти не гірше 2 МГц, можливість ручного і напівавтоматичного режимів вимірювань.

Для реалізації вимірювального пристрою використовувалася типова схема вимірювання амплітудно-частотних характеристик з прохідним включенням досліджуваного об'єкта (рис.1.11). До складу вимірювального пристрою входять: вимірювальний НВЧ генератор 1 з блоком живлення генератора БПГ 2, регульований атенюатор 3, феритові вентилі 4, резонаторний частотомір на основі високодобротного, що перебудовується,

об'ємного резонатора 5, досліджуваний об'єкт ІО 6, НВЧ детектор 7, вимірювальний прилад ИП 8, генератор сигналів управління ГСУ 9.

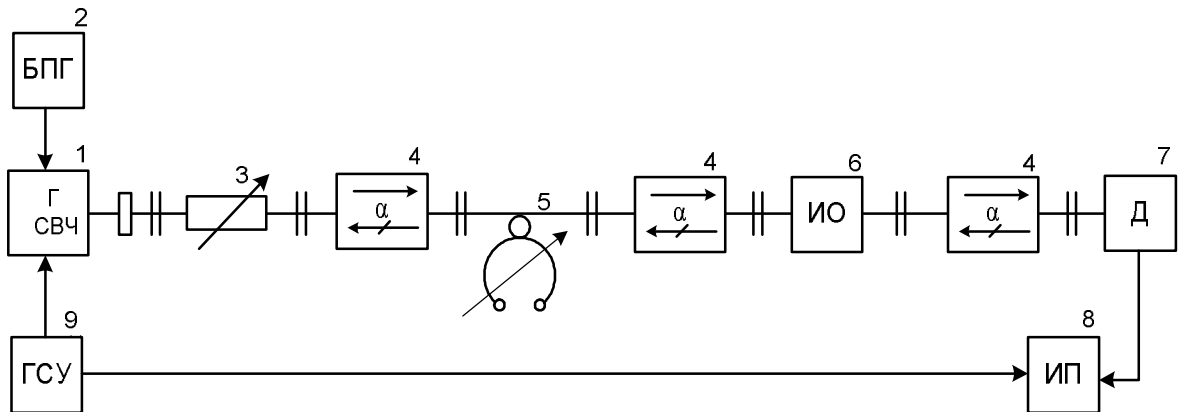


Рисунок 1.11 Структурна схема пристрою вимірювання АЧХ елементів НВЧ тракту 8 мм діапазону довжин хвиль

Основним елементом, що визначає можливості пристрою вимірювання АЧХ, є вимірювальний НВЧ генератор. Як вимірювальний генератора використовувався генератор на діоді Ганна з електричною перебудовою частоти. Генератор перебудовувався в межах 3,15 ГГц (34,3...37,5 ГГц), вихідна потужність змінюється при цьому в межах від 5 до 20 мВт. Графіки вимірюваних залежностей генеруємої частоти і потужності вихідного сигналу генератора від керуючої напруги наведені на рис.3.11 і рис.3.12, відповідно.

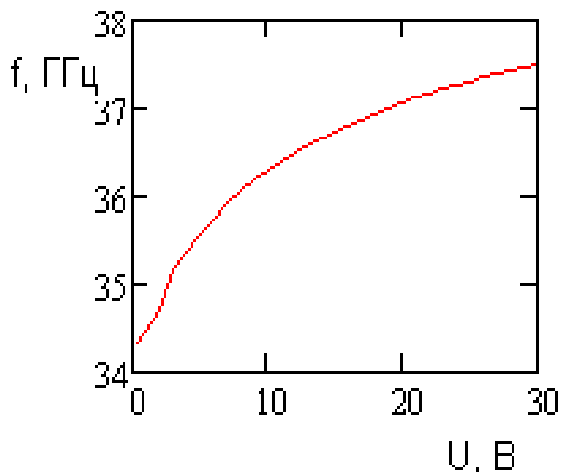


Рисунок 1.12 Залежність $f_r(U_{упр})$

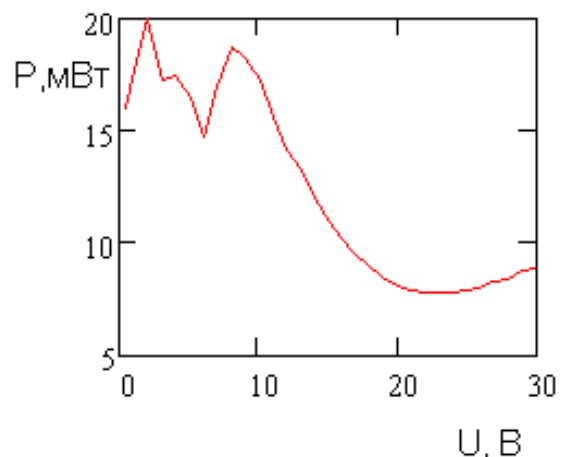


Рисунок 1.13 Залежність $P_r(U_{упр})$

З графіків видно, що залежність $f_r(U_{упр})$ носить сильно виражений нелінійний характер, а вихідна потужність P_r також сильно змінюється в

межах робочого діапазону частот. Природно, такий вид залежностей буде приводити до викривленню форми відображеної АЧХ і призводити до збільшення похибок вимірювань.

Для усунення нелінійності частотної перебудови генератора був розроблений спеціалізований пристрій – генератор імпульсів спеціальної форми, який формує сигнали керування діодом, що перестроює, генератора, що дозволяють компенсувати нелінійність його частотної розгортки. Функціональна схема генератора наведена на рис.1.14. До складу схеми входять: генератор імпульсів прямокутної форми G зі шпаруватістю близькою до 1, джерело опорного напруги ИОН, аналогові інтегратори И, електронні ключі К, підсилювач потужності УМ і блок живлення (на рис.1.14 не показаний).

Генератор імпульсів спеціальної форми формує послідовність імпульсів з частотою рівною частоті генератора G, огинаюча яких описується функцією, близькою до $1/x^2$. Формування імпульсів відбувається методом послідовного подвійного інтегрування постійної напруги ИОН. Потім отриманий сигнал посилюється в підсилювачі потужності. Величина вихідної напруги може бути підлаштована за допомогою регульовального елемента. Перепад значень вихідного сигналу по амплітуді відповідає паспортним даним керуючої напруги НВЧ генератора, який перебудовується (0...30 В).

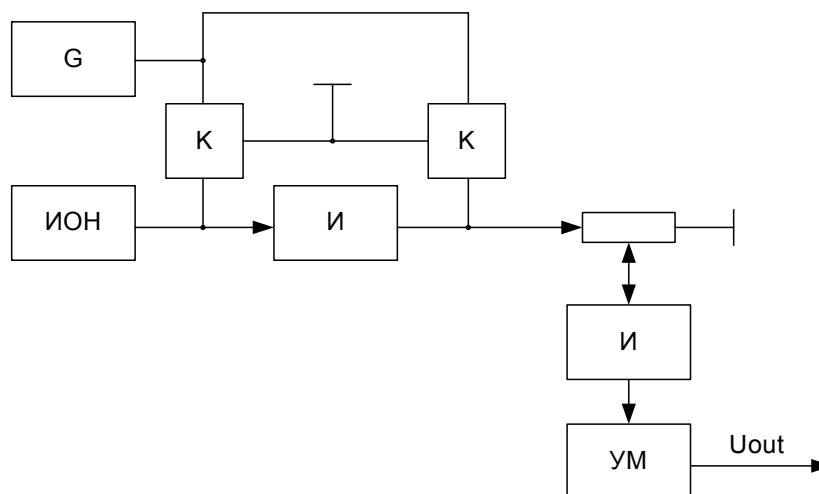


Рисунок 1.14 – Функціональна схема генератора імпульсів спеціальної форми

Використання генератора імпульсів спеціальної форми як ГСУ (див. рис.1.11) дозволило лінеаризувати залежність $f_r(U_{упр})$ вимірювального НВЧ генератора (рис.1.15). Залежність потужності сигналу генератора від частоти, що отримана при цьому, наведена на рис.1.16.

Процес вимірювання АЧХ в ручному режимі здійснюється наступним чином (рис.1.11): за допомогою ГСУ проводиться періодичне перестроювання частоти вимірювального НВЧ генератора в діапазоні його робочих частот і одночасна синхронізація розгортки ИП, в якості якого може бути використаний осцилограф. В результаті на екрані осцилографа формується зображення АЧХ досліджуваного об'єкта. Прив'язка АЧХ до частотної осі здійснюється за допомогою переміщуваної частотної мітки від резонатора, що перестроюється, частотоміра.

Ручний режим вимірювання може бути реалізований тільки при дослідженні вузькосмугових НВЧ пристроїв типу резонаторів і фільтрів, у яких ширина АЧХ не перевищує декількох десятків МГц, оскільки нерівномірність вихідної характеристики вимірювального НВЧ генератора (рис.1.16) буде призводити до значного зростання похибки вимірювань при збільшенні смуги частот аналізу.

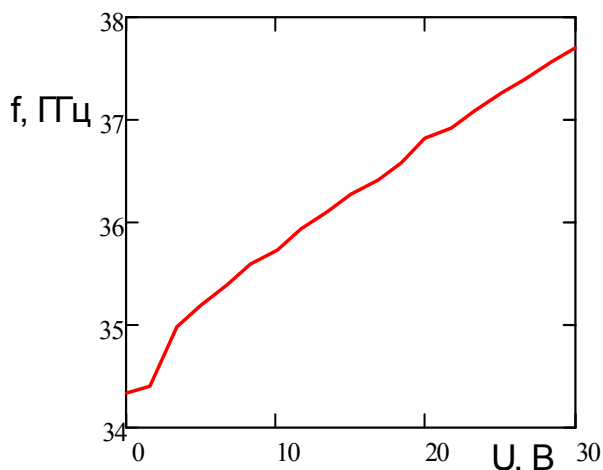


Рисунок 1.15 Залежність $f_r(U_{упр})$ після лінеаризації

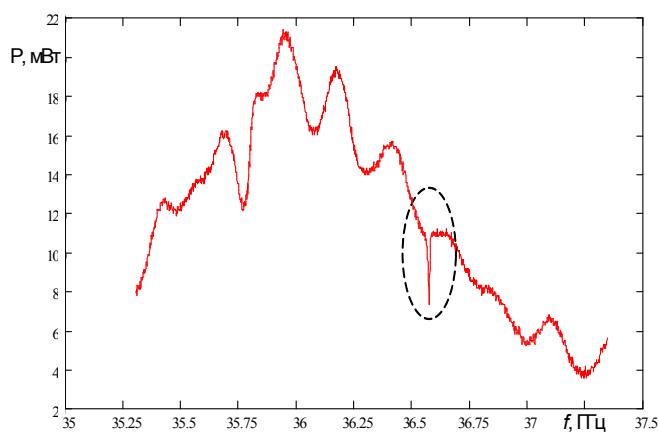


Рисунок 1.16 Залежність $P_r(f_r)$ з міткою від резонансного частотоміра

Можливості розглянутого пристрою вимірювання АЧХ елементів НВЧ тракту можуть бути суттєво розширені і похибки вимірювань знижені при використанні як ИП цифрового осцилографа, сполученого з комп'ютером (ПК).

При вимірах використовувався цифровий осцилограф марки DS5152MA фірми Rigol.

Застосування в вимірювальній схемі цифрового осцилографа спільно з комп'ютером і відповідним програмним забезпеченням дозволяє:

- проводити калібрування розгортки в значеннях частоти;
- виділяти і змінювати масштаб окремих ділянок частотної розгортки;
- проводити нормування відбивної амплітудної характеристики з урахуванням нерівномірності вихідної характеристики вимірювального НВЧ генератора;
- з використанням додаткової обробки первинних сигналів при дослідженні резонансних елементів отримувати інформацію безпосередньо про значення резонансної частоти і добротності (при необхідності – їх змінах);
- зберігати результати вимірювань в цифровій формі для подальшої обробки та порівняння.

У функції осцилографа при його сполученні з ПК входить: оцифрування сигналу, прив'язка його до часової шкали, підсилення, масштабування для підвищення здатності осцилограми, забезпечення інтерфейсу для зв'язку з ПК (в нашому випадку – інтерфейс USB).

Узагальнена блок-схема роботи програмного забезпечення (ПЗ) з визначення основних параметрів наведена на рис.1.17.

На першому етапі проводиться процедура встановлення зв'язку ПК з осцилографом. Вона виконується при запуску програми, або примусово натисканням на кнопку «Connect» інтерфейсу ПЗ. Далі викликається процедура отримання осцилограми з осцилографа. У рамках цієї процедури проводиться відправка на осцилограф команди-запиту та прийняття відповіді

в форматі послідовності символів в кодуванні ASCII, а також конвертація отриманих даних до виду масива числових значень, що відповідають осцилограмі. Після цього проводиться вивід осцилограми на дисплей ПК.

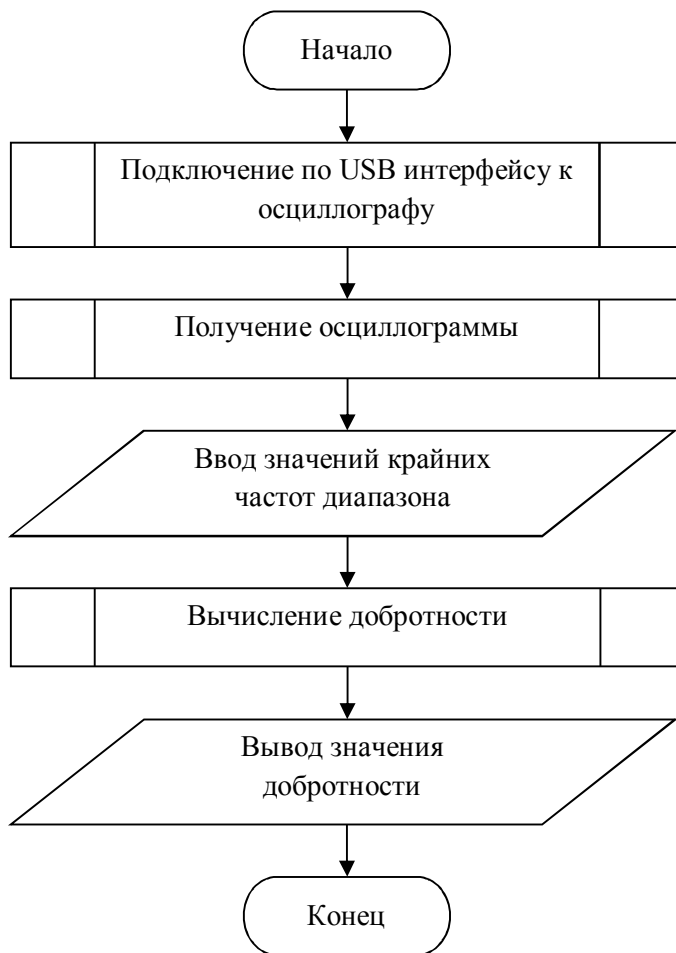


Рисунок 1.17 Алгоритм визначення основних параметрів

За допомогою резонансного частотоміра визначаються і потім вводяться в програму значення крайніх частот розгортки для даної осцилограми. Це необхідно для зіставлення часової шкали розгортки осцилографа з частотною шкалою. Далі ініціюється процедура знаходження центральної частоти резонансної кривої і її добротності по осцилограмі. Добротність визначається за формулою $Q = f_0 / \Delta f$, де f_0 – центральна частота резонансної кривої, $\Delta f = (f_2 - f_1)$ – ширина резонансної кривої в значеннях частоти при заданому рівні сигналу (0,5 або 0,707 залежно від умов

детектування сигналу). Отримані в результаті обробки значення центральної частоти і добротності виводяться на екран, а також при необхідності зберігаються в пам'яті пристрою.

Основним чинником, що обмежує метрологічні можливості розробленого пристрою, є зміна потужності генеруемого сигналу в діапазоні робочих частот (рис.1.16). Проте вплив зазначеного чинника може бути в значній мірі ослаблено за допомогою нормування інформаційного сигналу сигналом, що відображає відповідну вихідну характеристику генератора (типа наведеної на рис. 1.16) в обраному діапазоні робочих частот. Для цього в схемі (рис. 1.11) включенням трійника або спрямованого відгалужувача перед досліджуваним об'єктом (ИО) формується додатковий канал для отримання сигналу вихідної характеристики генератора. Продетектований сигнал цього додаткового каналу подається на вхід другого каналу вимірювального осцилографа, який переводиться в режим роботи відображення відношення інформаційного сигналу до нормуючого. Процедура обробки отриманої при цьому осцилограми аналогічна описаній вище.

Для оцінки можливостей розробленого пристрою з візуалізації АЧХ і визначенню добротності резонаторів були проведені порівняльні вимірювання характеристик декількох резонаторів з його допомогою і з допомогою векторного мережевого аналізатора NA 5230A фірми Agilent.

Форми отриманих АЧХ тестових резонаторів практично не відрізнялися, а по добротності пристрій давав занижені приблизно на 15...20% показання, що, мабуть, пов'язано з якоюсь систематичною помилкою при визначенні рівня відліку смуги пропускання резонатора (можливо з недостатнім ступенем лінеаризації характеристики $f_r(U_{упр})$ вимірювального генератора, а також неідентичністю характеристик перетворення використовуваних НВЧ детекторів). Оскільки виявлена похибка носить систематичний характер, вона може бути врахована при вимірюваннях шляхом введення відповідної поправки.

Мінімальні значення вимірюваних значень добротності становлять величину порядку декількох десятків і визначаються можливістю виявлення резонансних кривих на фоні власної АЧХ вимірювального тракту. Максимальні значення вимірюваних добротностей становлять величину порядку декількох тисяч і визначаються можливістю фіксації мітки від резонансного частотоміра при проведенні операції зіставлення часової шкали розгортки осцилографа з частотною шкалою.

Розроблений вимірювач дозволяє оперативно і ефективно проводити вимірювання характеристик резонаторних структур з достатньою для практичних потреб точністю.

Структурна і функціональна схеми вимірювача можуть бути використані і в інших діапазонах довжин хвиль за наявності відповідного вимірювального генератора.

Для відпрацювання конструкції РВП міліметрового діапазону були розроблені і виготовлені експериментальні макети вимірювальних перетворювачів з хвилеводними елементами зв'язку. Конструкція і зовнішній вигляд пристроїв наведені на рис.1.18.

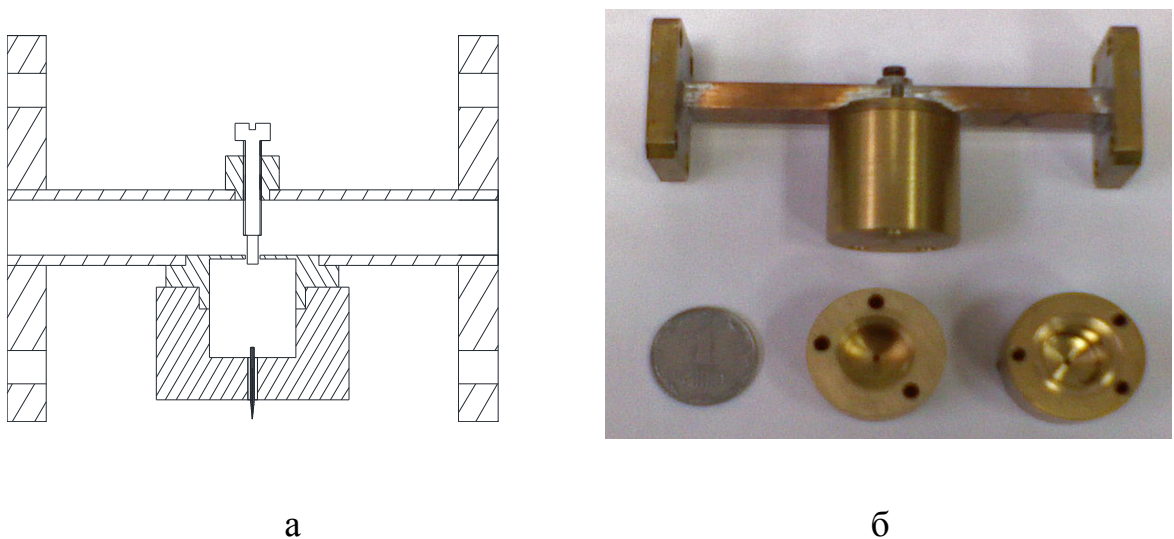


Рисунок 1.18 РВП міліметрового діапазону:

а – конструкція, б – зовнішній вигляд

Коливання в резонаторі збуджувалися за допомогою провідного штиря, що проходить через прямокутний хвилевід перетином $7,2 \times 3,4$ мм і через отвір в загальній стінці хвилеводу і циліндричного резонатора. Переміщенням штиря можна було міняти величину зв'язку з резонатором. У резонаторі збуджувалися коливання виду E_{01n} . За допомогою змінних корпусів можна було забезпечувати збудження в резонаторі коливань виду E_{011} , E_{012} и E_{013} .

При експериментальних дослідженнях зразків були отримані наступні результати:

- при зміні корпусів резонаторів і збудженні їх на видах коливань E_{011} , E_{012} и E_{013} зміна резонансної частоти не перевищує кілька десятків МГц при середньому значенні ~ 36 ГГц;

- добротність резонаторів зростає із зростанням кількості напівхвиль по висоті резонатора (E_{01n} , $n = 1, 2, 3$) від 300 до 1000;

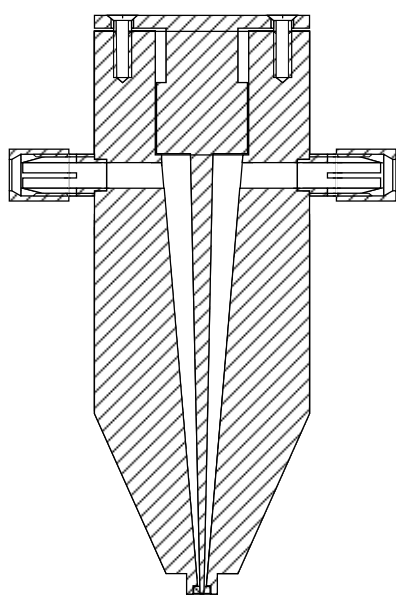
- коефіцієнти зв'язку резонатора по входу і виходу складають величини порядку 0,6...0,8;

- величина добротності РВП сильно залежить від включення зондової структури.

Навантажена добротність макета РВП 3-х сантиметрового діапазону (рис. 1.5) навіть без зондової структури виявилася невисокою ($Q_n \sim 134$) порівняно з теоретичними оцінками навіть з урахуванням впливу елементів зв'язку ($Q_{нт} \sim Q_{от}/3 \approx 3,47 \cdot 10^3$). Факторами, що вплинули на зменшення величини добротності, можна вважати більш високе значення питомого опору матеріалу резонатора (латунь) і недостатньо якісне полірування робочих поверхонь, а також наявність втрат в місці контакту корпусу резонатора з кришкою-діафрагмою. Усунення або ослаблення цих факторів дасть можливість підвищити добротність в 4-5 разів.

1.5 РВП на основі чвертьхвильового конічного коаксіального резонатора

Для відпрацювання можливості створення універсального РВП з зондовою структурою, що збуджується на великій кількості резонансних частот, що лежать в широкому частотному діапазоні, досліджувався РВП на основі конусного чвертьхвильового резонатора [27, 30, 44], конструкція та зовнішній вигляд якого наведені на рис.1.19.



а



б

Рисунок 1.19 РВП на основі конусного чвертьхвильового резонатора:

а – конструкція; б – зовнішній вигляд

Особливістю конструкції РВП в даному випадку є використання коаксіального резонатора, збуджуваного хвилею TEM типу. Перехід до зонду здійснюється плавною трансформацією коаксіальної структури резонатора в коаксіальну зондову структуру. Перевагою такого РВП є можливість отримання резонансів на різних частотах в широкому діапазоні робочих частот (при електричних довжинах коаксіальної структури, кратних непарному числу чвертей довжин хвиль). Наприклад, при довжині резонатора ~ 83 мм резонанси будуть спостерігатися на частотах : $\sim 0,904$ (L

$= \lambda/4$); $\sim 2,71$ ($L = 3 \cdot \lambda/4$); $\sim 4,52$ ($L = 5 \cdot \lambda/4$); $\sim 6,325$ ($L = 7 \cdot \lambda/4$); $\sim 8,132$ ($L = 9 \cdot \lambda/4$); $\sim 9,94$ ($L = 11 \cdot \lambda/4$); $\sim 11,75$ ($L = 13 \cdot \lambda/4$); $\sim 13,55$ ($L = 15 \cdot \lambda/4$); $\sim 15,36$ ($L = 17 \cdot \lambda/4$) ГГц і т. д.

До недоліків такого резонатора можна віднести невисокі значення добротності в порівнянні з об'ємними циліндричними і навіть призматичними резонаторами, а також необхідність обліку частотної дисперсії характеристик елементів зв'язку при великому розкиді значень робочих резонансних частот.

АЧХ експериментального макета РВП на основі конусного чвертьхвильового резонатора наведені на рис.1.20 і рис.1.21.

Графіки рис.1.20 і рис.1.21, отримані при експериментальних дослідженнях макета РВП, доводять існування резонансних відкликів в широкому діапазоні частот, які можуть бути використані для проведення вимірювань на відповідних частотах в ЛМД.

Добротність резонансу на частоті $\sim 8,2$ ГГц складає близько 560, а на частоті $\sim 9,9$ ГГц – порядку 300 (рис.1.21). З пониженням частоти добротність резонансів падає, а із зростанням частоти починають з'являтися небажані резонанси на вищих типах коливань, які спотворюють форму резонансних кривих основних типів коливань.

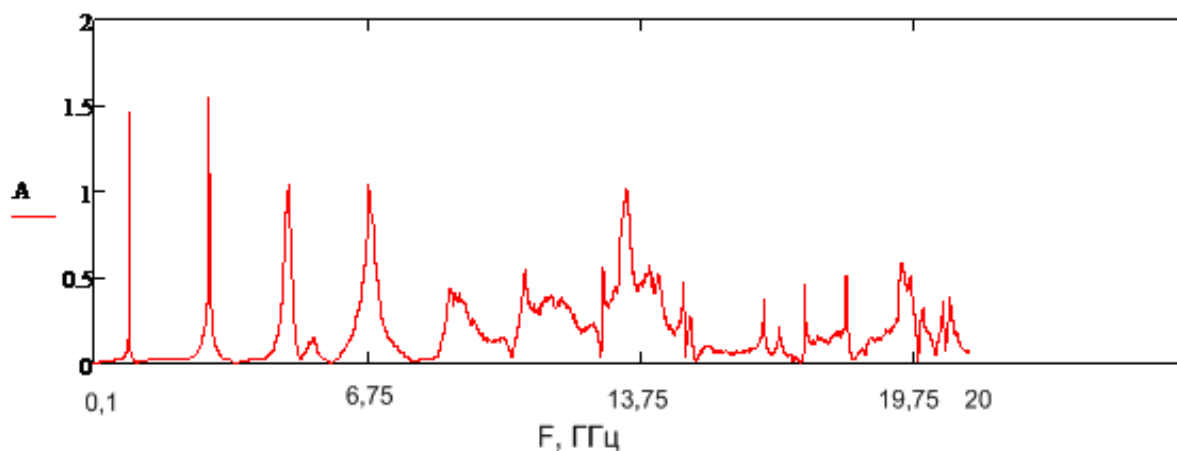


Рисунок 1.20 АЧХ РВП на основі конусного чвертьхвильового резонатора в широкому діапазоні частот від 0,1 до 20 ГГц

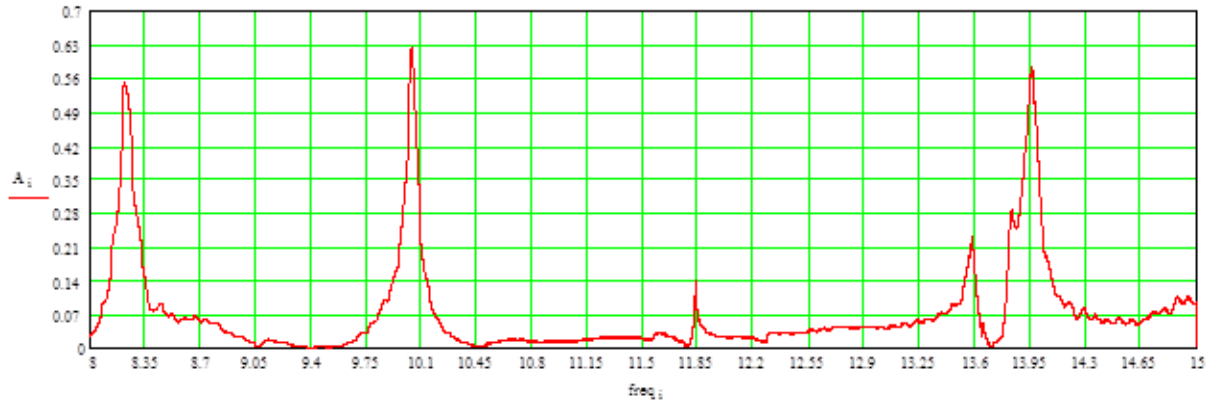


Рисунок 1.21 АЧХ РВП на основі конусного чвертьхвильового резонатора в діапазоні частот від 8...15 ГГц

1.6 РВП на основі призматичних прямокутних резонаторів на видах коливань H_{10n}

В табл. 1.3 наведені значення добротності для призматичних прямокутних резонаторів, що збуджуються на видах коливань H_{10n} .

Таблиця 1.3 – Параметри об'ємних призматичних резонаторів

F_0 , ГГц	Вид коливань	Розміри, мм	Q_0
10	H_{101}	$a = b = L = 21$	$\sim 1,61 \cdot 10^4$
	H_{101}	$a = 23, b = 10, L = 20$	$\sim 5,41 \cdot 10^3$
	H_{103}	$a = 23, b = 10, L = 60$	$\sim 6,027 \cdot 10^3$
36	H_{101}	$a = b = L = 16,4$	$\sim 8,485 \cdot 10^3$
	H_{101}	$a = 7,2, b = 3,4, L = 5$	$\sim 3,605 \cdot 10^3$
	H_{105}	$a = 7,2, b = 3,4, L = 25$	$\sim 4,138 \cdot 10^3$

Дані табл. 1.3 показують, що максимальні значення добротності мають кубічні резонатори, але резонатори на основі відрізків стандартних регулярних хвилеводів також дозволяють забезпечити їх високі значення. Перевагою таких резонаторів є простота виготовлення і сполучення з хвилеводними лініями передачі. Використання регулярних хвилеводів і

робота на нижчому основному типі хвилі дозволяють, до того ж, забезпечити одномодовий режим в робочому діапазоні частот [45-47].

Зовнішній вигляд РВП на основі регулярних хвилеводів показаний на рис.1.22.

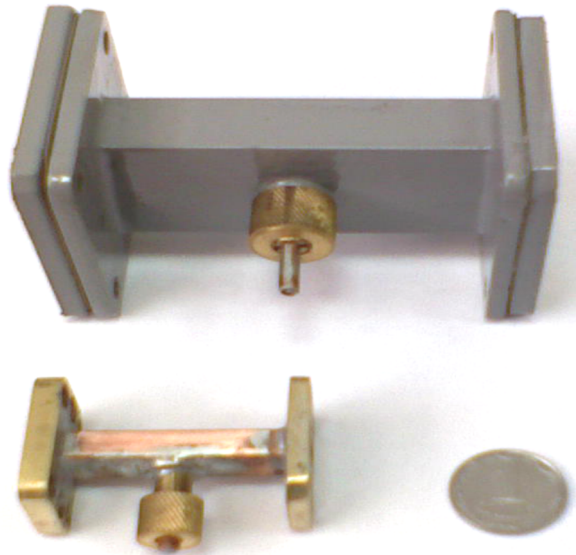


Рисунок 1.22 Зовнішній вигляд РВП на основі регулярних хвилеводів

Для модельного експерименту була обрана конструкція призматичного резонатора, збуджуваного на виді коливань H_{103} . Резонатор представляє собою відрізок стандартного прямокутного хвилеводу перетином 23×10 мм, довжиною 60 мм. Зв'язок з лінією передачі здійснюється через діафрагми товщиною 0,1 мм з круглими отворами в центрі діаметром 3 мм. Коаксіальний провідник зондової структури вводиться в резонатор через отвір в центрі широкої стінки резонатора. Зондова структура представляла собою коаксіальну лінію довжиною рівною непарному числу чвертей довжин хвиль, центральний провідник якої з одного боку входить всередину резонатора, а з іншого – закінчується виступаючим за край лінії вістря (розміри коаксіалу: довжина – 26 мм, внутрішній діаметр зовнішнього провідника – 3 мм, діаметр внутрішнього провідника – 0,8 мм).

Типовий розподіл полів в модельній структурі РВП наведено на рис.1.23.

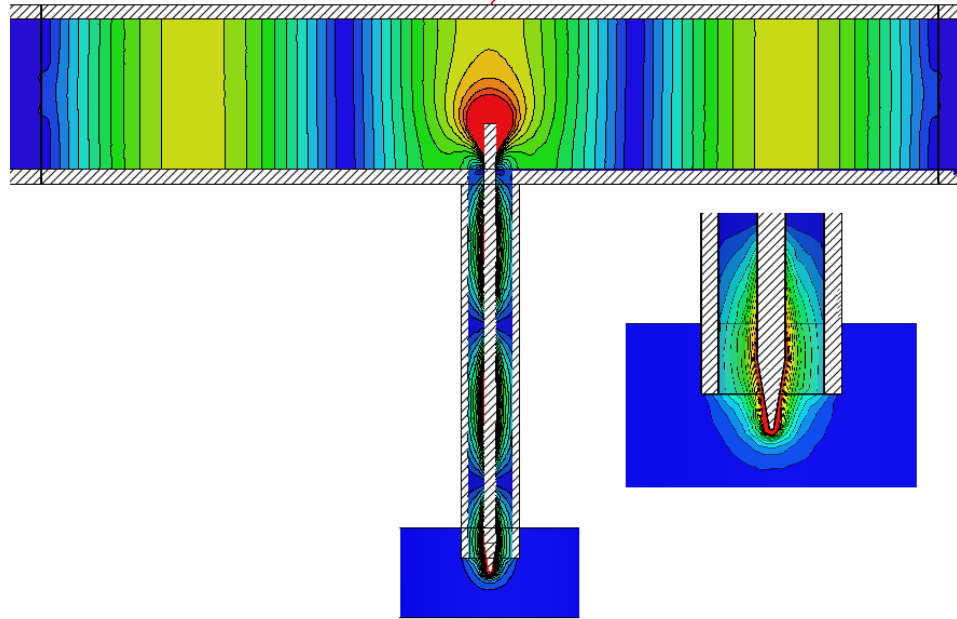


Рисунок 1.23 Розподіл полів в елементах РВП

Для резонансу на виді коливань H_{103} резонансна частота резонатора без зондової структури 9837,3 МГц, добротність $6,028 \cdot 10^3$. Отримані дані корелюють з даними табл.1.3.

Графіки, що наведені на рис.1.24, показують вплив величини зв'язку на параметри резонатора. Видно, що зі збільшенням діаметра отвору в діафрагмах частота резонатора зменшується, а добротність значно падає (при діаметрі отвору 7 мм – добротність $\sim 0,7 \cdot 10^3$).

Підключення зондової структури веде до зміни характеристик в даному випадку вже складової структури резонатор-зонд. Характер цих змін відображений на графіках рис.1.25. При цьому розглядалися зміни добротності і резонансної частоти в залежності від ступеня зв'язку коаксіальної зондової структури, навантаженої на об'єкт з характеристиками вакууму ($\epsilon = 1$, $\text{tg}\delta = 0$), з резонатором (глибина введення штиря зв'язку зонда в порожнину резонатора). В табл. 1.4 наведені результати кількісних оцінок зазначених змін .

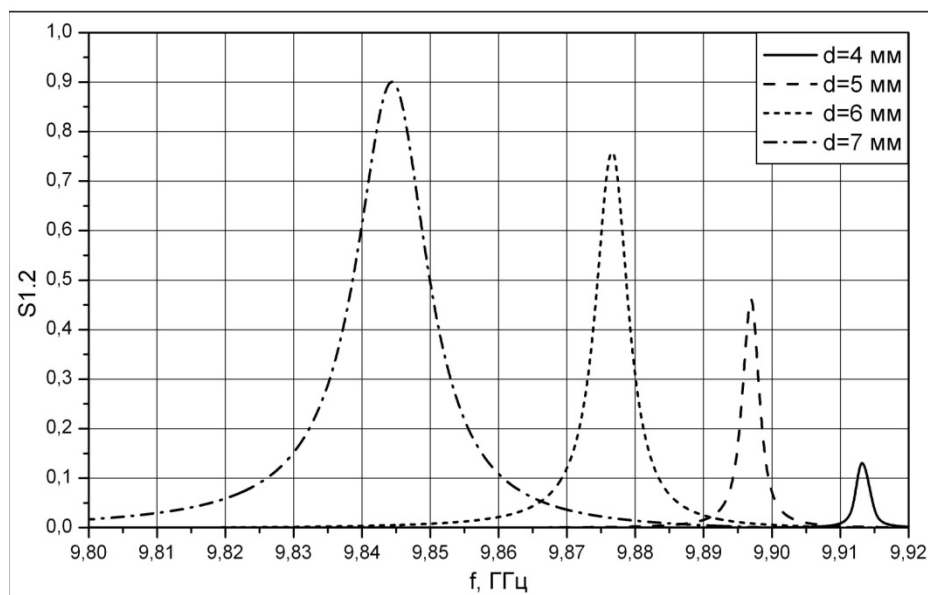


Рисунок 1.24 Вплив діаметра діафрагм на резонансну частоту і добротність резонатора на основі відрізка прямокутного хвилеводу

Таблиця 1.4 – Значення f_p і Q РВП від висоти штиря зв'язку

h , мм	0	1	2	3	4	5
f_p , ГГц	9,9265	9,9187	9,8927	9,8347	9,7262	9,3422
Q	5183,172	5124,698	4474,016	3683,992	2448,465	1040,477

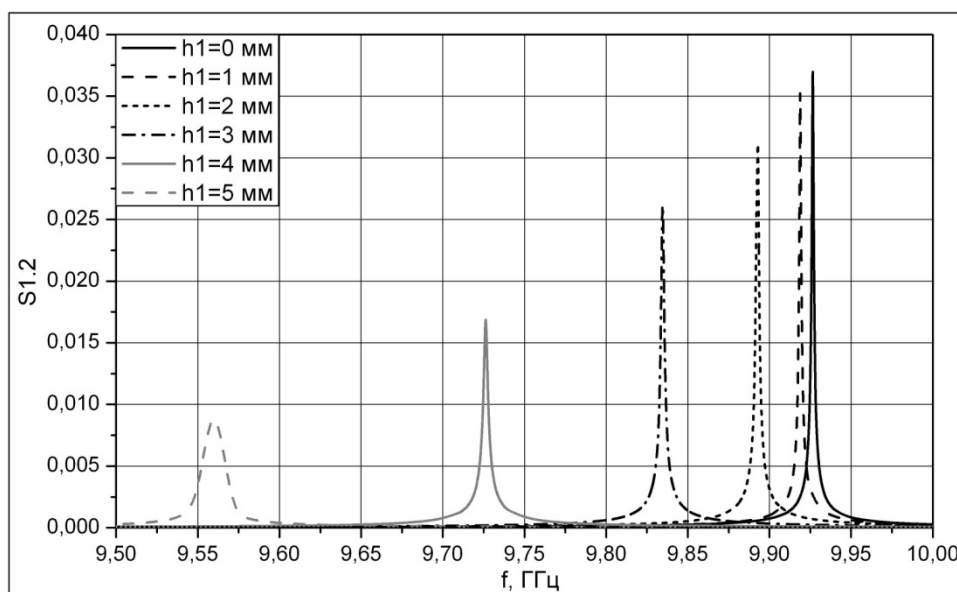


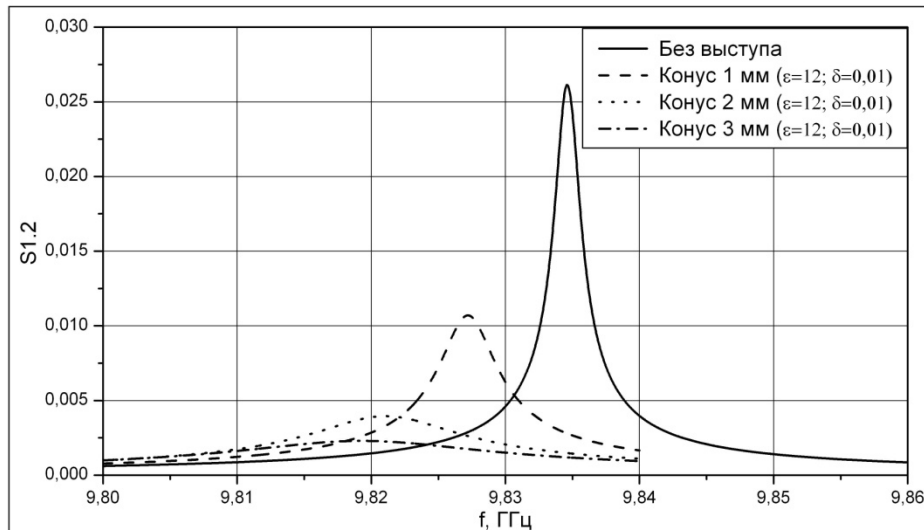
Рисунок 1.25 Вплив глибини занурення штиря зв'язку зонда в порожнину резонатора на частоту і добротність РВП

З урахуванням даних, наведених на рис.1.25 і в табл. 1.4, можна зробити висновок, що глибину введення штиря зв'язку в резонаторний об'єм слід вибирати виходячи з умов збереження високого значення добротності, з одного боку, і забезпечення досить гарного зв'язку з зондовою структурою, з іншого. Тобто глибина введення штиря зв'язку повинна бути від 2 до 4 мм для даного типу РВП.

Результати дослідження залежності параметрів РВП від форми вістря зондової структури при взаємодії з об'єктом наведені на рис.1.26 і в табл. 1.5.

Таблиця 1.5 – Зміна значень f_p і Q РВП від форми вістря

$h_{\text{кон}}$ (довжина конуса)	0	1	2	3
f_p , ГГц	9,8345	9,8272	9,8211	9,8195
Q	3496,338	1421,562	506,9832	307,9768



Рисунком 1.26 Вплив форми відкритої частини зонда на Q і f резонатора

Видно, що при великій довжині конічної частини вістря зондової структури вплив об'єкта (середовище з $\epsilon = 12$ і $\text{tg}\delta = 0,01$) на РВП веде до значного зниження величини добротності.

Важливим чинником, який слід враховувати при розробці РВП, є вимога формування в його робочій апертурі структури поля, що забезпечує ефективну взаємодію з досліджуваним об'єктом. На рис.1.27 наведені здатності електричних полів при різних конфігураціях геометрії апертурної частини і параметрів зразка. Видно, що при загостренні (рис.1.27, б) і малому виносі вістря зонда за межі площини апертурного отвору (рис.1.27, в) локалізація поля зростає.

З урахуванням проведених досліджень обрано такі розміри для елементів РВП: глибина введення штиря зв'язку – 3 мм, довжина конусної частини зонда – 2 мм, вістря виступає з апертури на 1 мм, радіус кінця вістря – 50 мкм. Для обраних розмірів проведено аналіз впливу електрофізичних параметрів досліджуваного об'єкта на f_p і Q РВП.

Результати розрахункових оцінок наведені в табл. 1.6 та на рис.1.28.

З даних, наведених у табл. 1.6 та на рис.1.28, випливає, що РВП на основі резонатора на відрізку прямокутного хвилеводу при оптимальному виконанні його елементів з урахуванням проведеного вище аналізу дозволяє ефективно фіксувати значення електрофізичних параметрів досліджуваних об'єктів в широкому діапазоні їх зміни.

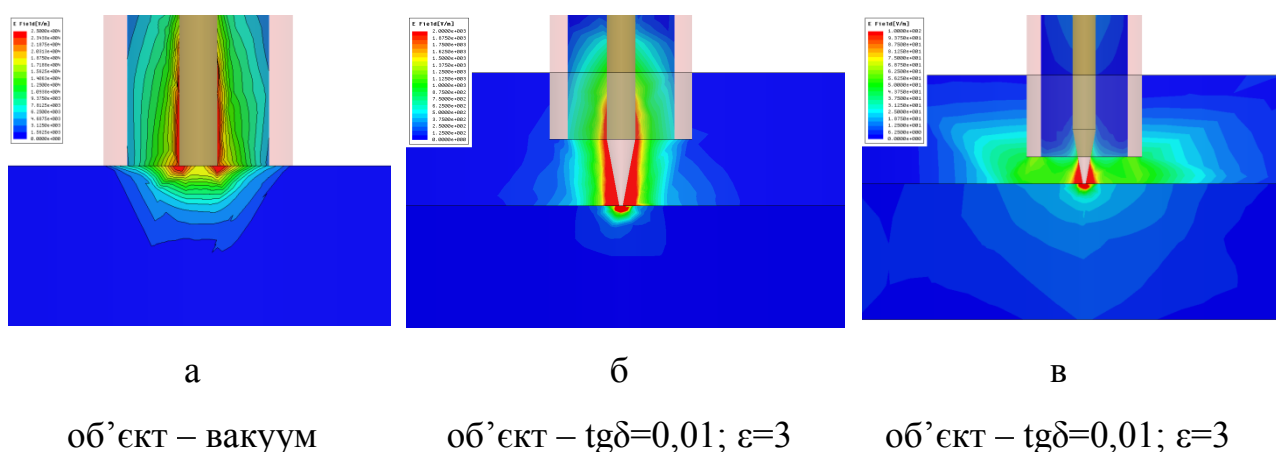


Рисунок 1.27 Розподіл електричних полів при різних конфігураціях геометрії апертурної частини і параметрів зразка

Таблиця 1.6 – Зміна значень f_p і Q РВП від електрофізичних параметрів об'єкта

Матеріал		f_p , ГГц	Q
ϵ	$\text{tg}\delta$		
3	0,01	9,818188	2205,735
	0,1	9,818256	2056,937
	1	9,818452	1238,612
	10	9,820359	356,1253
6	0,01	9,815922	1683,261
	0,1	9,815957	1526,338
	1	9,81778	860,8765
	10	9,8225	–
9	0,01	9,814154	1291,183
	0,1	9,815438	1178,359
	1	9,817763	659,378
	10	9,823	–
12	0,01	9,811961	1036,666
	0,1	9,812181	922,5538
	1	9,816988	536,448
	10	9,824	–

На експериментальних зразках РВП на основі регулярних хвилеводних структур (рис. 1.22) були отримані добротності $\sim 1,7 \cdot 10^3$ на частоті 9,89 ГГц і виді коливань $H_{103} \sim 2,7 \cdot 10^3$ на частоті 35,88 ГГц на виді коливань H_{107} . Отримані значення добротності природно нижче, ніж ті, що даються теоретичними оцінками і модельними експериментами, але вони значно вище одержуваних для РВП на E_{01n} видах коливань і РВП на основі чвертьхвильового кінцевого коаксіального резонатора.

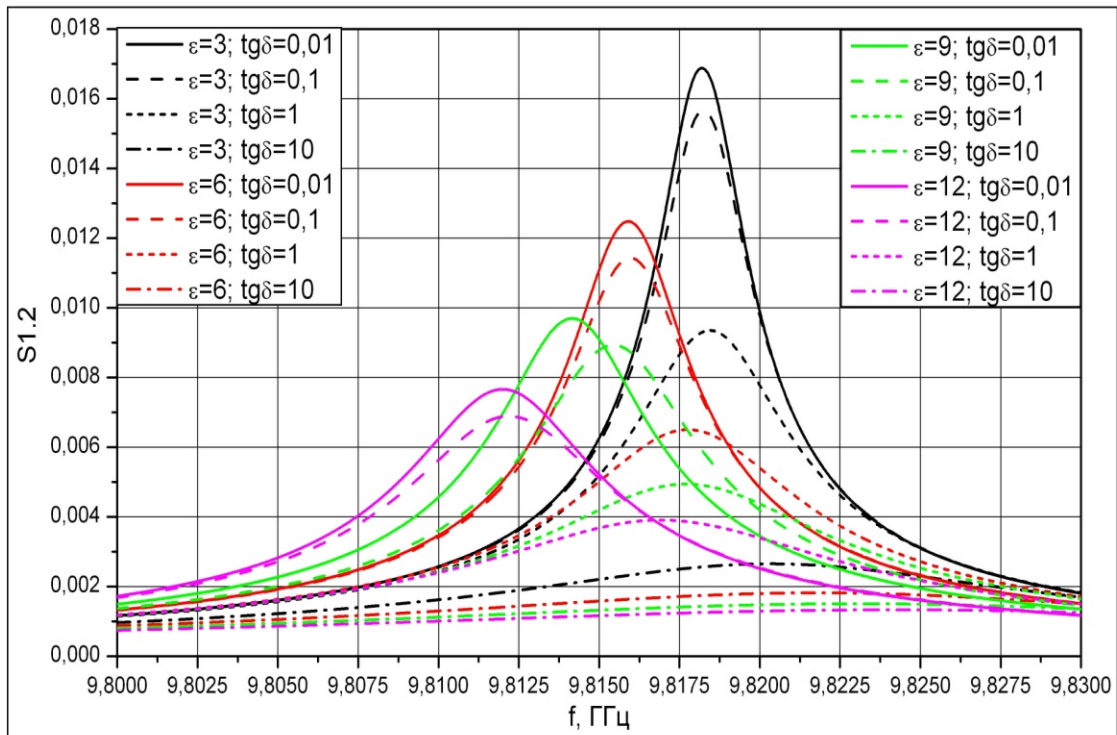


Рисунок 1.28 Вплив електрофізичних параметрів об'єкта на Q і f_p РВП

1.7 РВП на основі циліндричного резонатора на виді коливань H_{011}

Незважаючи на велику різноманітність резонансних елементів, що використовуються в РВП ЛМД, максимальне значення добротності може бути досягнуто в циліндричних резонаторах, збуджуваних на видах коливань H_{01n} . Оцінене значення добротності для таких резонаторів досягає величини 10^4 і більше. Навіть при приєднанні до такого резонатора елементів зв'язку і зондової структури величина добротності такого РВП повинна бути досить великою.

Тому представляється доцільним проведення аналізу елементів і структури РВП на основі циліндричного резонатора на виді коливань H_{011} [45, 48].

На рис.1.29 наведені структури полів і струмів в циліндричному резонаторі при збудженні його на виді коливань H_{011} . Знання характеру розподілу полів і струмів дозволяє визначати вид і розташування елементів зв'язку з резонатором, тобто, в нашому випадку, – конструкцію РВП на основі такого резонатора.

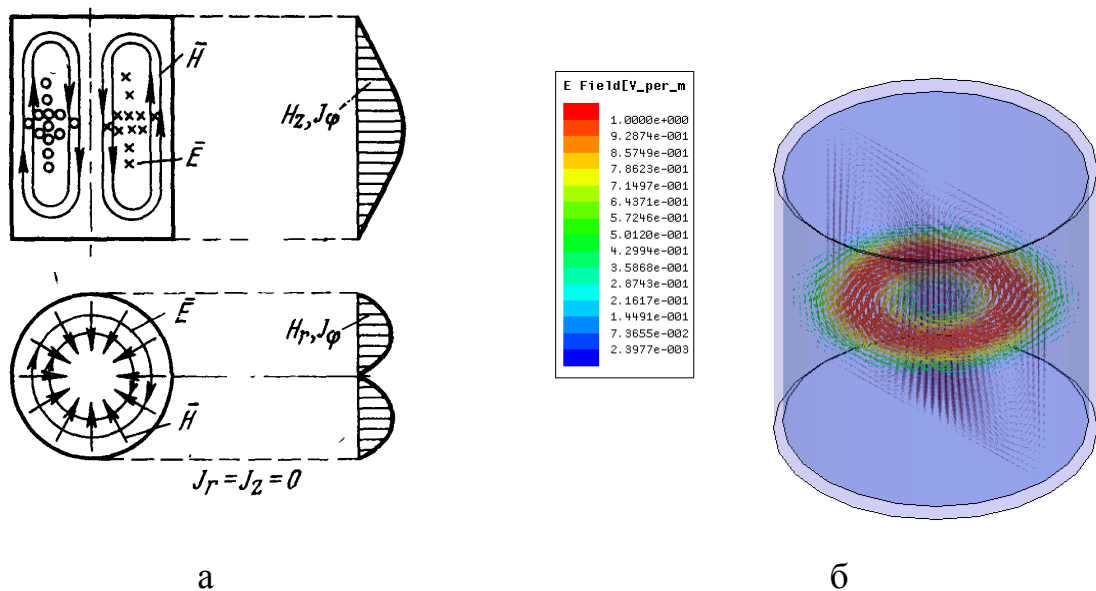


Рисунок 1.29 Представлення виду коливань H_{011} в циліндричному резонаторі: а – структура і епюри поля і струму в стінках циліндричного резонатора при виді коливань H_{011} ; б – векторне представлення полів в циліндричному резонаторі при виді коливань H_{011} програмою HFSS

Результати розрахунків, проведених для циліндричних мідних резонаторів, збуджених на виді коливань H_{011} , наведені в табл. 1.7.

Таблиця 1.7 – Значення f_p і Q для резонаторів на виді коливань H_{011}

Заповнення	Розміри, мм	f_p , ГГц	Q
Вакуум (повітря)	$d = h = 39,55$	10,103071	29557
Фторопласт	$d = h = 26,5$	10,662041	4013

Розрахунок для резонатора, заповненого діелектриком, проводився з метою з'ясування можливості зменшення габаритів РВП при збереженні високої добротності. Отримані результати показують, що навіть у разі застосування як заповнювача фторопласта з $\text{tg}\delta \sim 10^{-3}$, добротність суттєво зменшується за рахунок втрат в діелектрику. Добротність такого резонатора стає порівнянною з добротністю резонаторів на основі відрізків хвилеводів, які в конструктивному і технологічному плані значно простіше. При

використанні діелектрика з меншими втратами добротність вдасться збільшити, але такі діелектрики менш технологічні.

Таким чином, на даному етапі слід зосередитися на вивченні РВП для ЛМД на основі резонатора без заповнення.

Одним з найбільш технологічно простих варіантів зв'язків з резонатором такого типу є використання коаксіальних ліній, що підводяться з боку торцевої кришки резонатора (рис.1.30). Коаксіальні лінії з боку резонатора закінчуються петлями зв'язку, площина яких перпендикулярна магнітним силовим лініям виду коливань H_{011} . Подача та знімання сигналу при використанні таких ліній може здійснюватися як за допомогою коаксіально-хвилеводних переходів, так і коаксіальних роз'ємів.

Чисельне моделювання проводилося при використанні коаксіальних ліній з внутрішнім діаметром зовнішнього провідника – 4,6 мм, діаметром внутрішнього провідника – 2 мм, діаметром чверть хвильової вставки – 1 мм, довжиною – 7,5 мм, діаметром провідника петлі зв'язку – 0,5 мм.

Досліджувалися як характер коливань збуджених в резонаторі за допомогою вибраних пристроїв зв'язку (рис.1.31), так і вплив зв'язків на параметри резонатора (табл. 1.8).

З даних табл. 1.8 видно, що робоча добротність резонатора навіть за розрахунковими оцінками за рахунок елементів зв'язку знижується і вимагає оптимізованого підбору величини зв'язку з урахуванням вимог вимірювальної системи та збереження в той же час досить високого значення добротності для забезпечення високої чутливості РВП в цілому. Розподіли електричного поля в резонаторі, наведені на рис.1.31, підтверджують, що обрана конструкція елементів зв'язку забезпечує збудження виду коливань H_{011} .

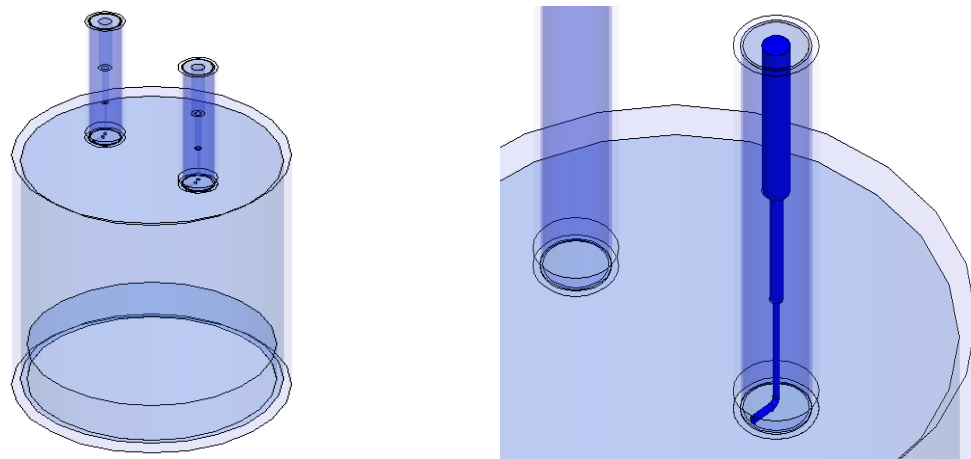


Рисунок 1.30 Циліндричний резонатор на вид коливань H_{011}
з елементами зв'язку

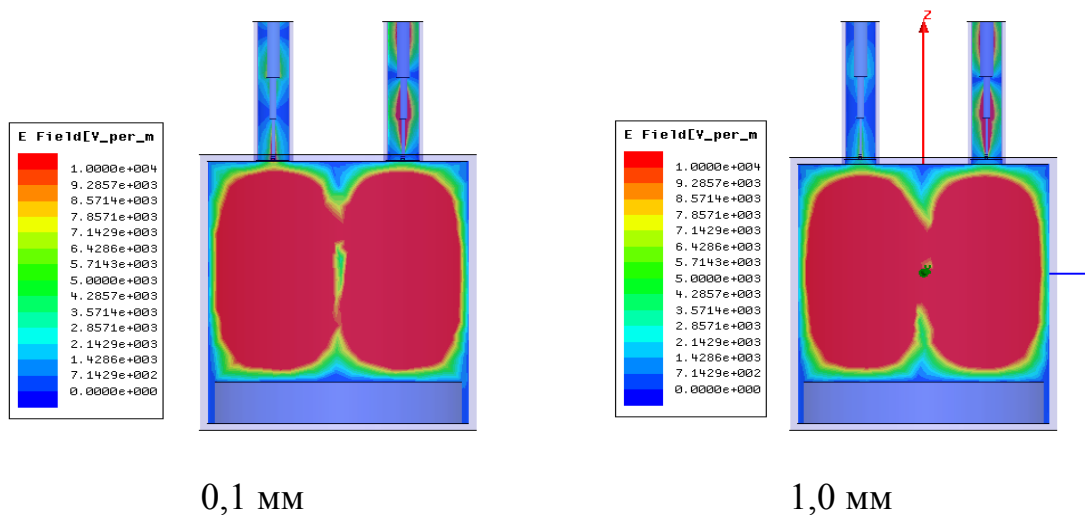


Рисунок 1.31 Розподіл електричного поля в циліндричному
резонаторі зі зв'язками

Таблиця 1.8 – Залежність f_p і Q від величини зв'язку

Відстань від елемента зв'язку до порожнини резонатора, мм	f_p , ГГц	Q
0,1	10,1125	13133
1,0	10,1042	21139

Наступний розгляд проводилося для конструкції РВП з зондовою структурою, яка підключається до резонатора через циліндричну стінку.

Схематичне зображення цієї конструкції наведено на рис.1.32. Довжина коаксіальної частини зондової структури становила $(3/4) \cdot \lambda$.

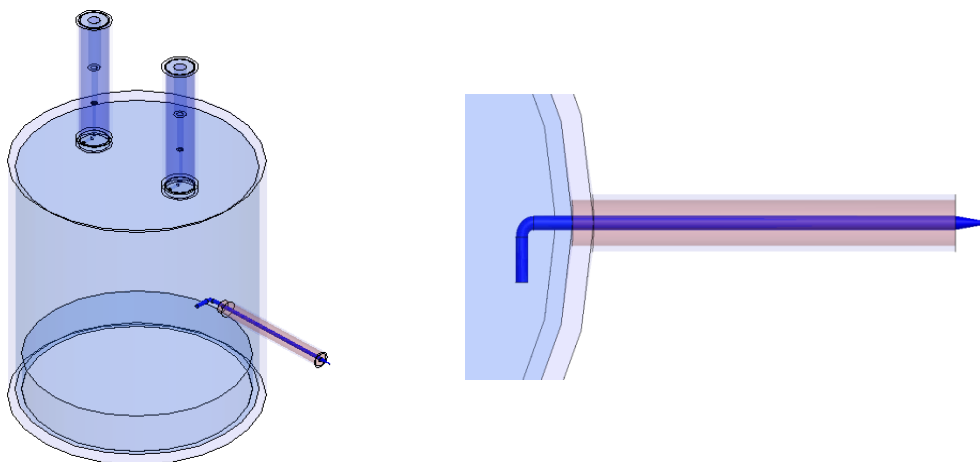


Рисунок 1.32 Схематичне зображення РВП і зондової структури

При аналізі РВП з елементами зв'язку (петлями) розташованими на відстані 1 мм від порожнини резонатора з боку торцевої кришки, довжині зігнутої частини елемента зв'язку резонатора з зондом – 3 мм, глибині занурення зігнутої частини в порожнину резонатора в середині його бічної циліндричної поверхні – 2 мм, зовнішнього кінця зонда в виді відкритої коаксіальної лінії з розмірами $D/d = 3 \text{ мм}/0,8 \text{ мм}$ отримано значення добротності – 19916,5 на частоті 10,097645 ГГц без зразка. Розподіл полів в РВП і його апертурної частини наведено на рис. 1.33.

В табл. 1.9 наведені значення параметрів РВП при різних величинах $\text{tg}\delta$ зразка та зазорах між площиною апертури зонда і зразком.

Розподіл полів в РВП і апертурній частині зонда при зазорі між зондом і зразком, що дорівнює 1 мкм, наведені на рис.1.34.

З зіставлення рис.1.32 і рис.1.33, а також даних табл. 1.9, видно, що зміна величини втрат у зразку веде до помітної зміни добротності РВП, а наявність зазору – до локалізації поля і ослаблення взаємодії із зразком.

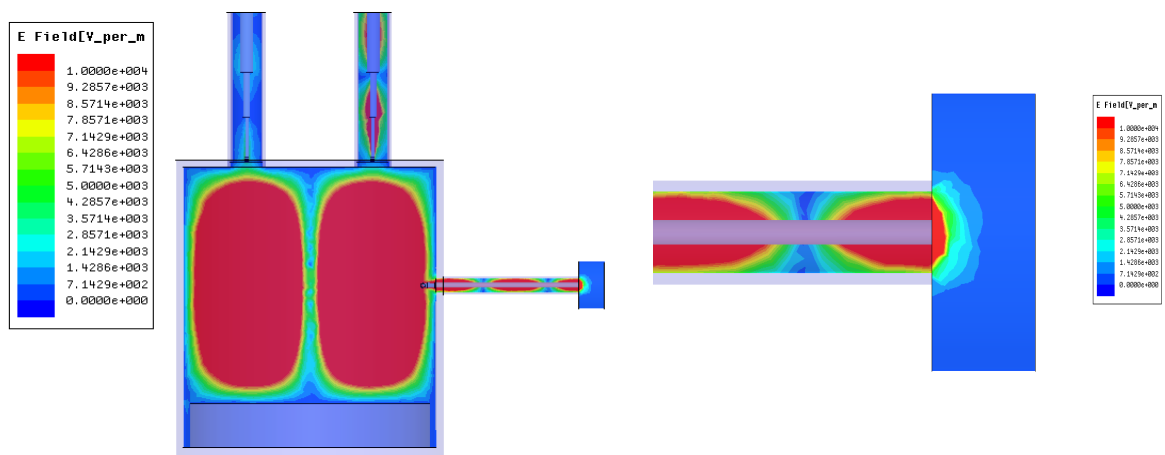


Рисунок 1.33 Розподіл полів в РВП на виді коливань H_{011} і в його апертурній частині

Таблиця 1.9 – Залежність f_p і Q від величини $\text{tg}\delta$ зразка і зазора

Зазор, мкм	$\text{tg}\delta$ ($\epsilon = 12$)	f_p , ГГц	Q
0	0,01	10,096151	15413,971
	0,1	10,096164	10484,075
	1,0	10,096069	2244,0696
1	0,01	10,09548495	19349,6795

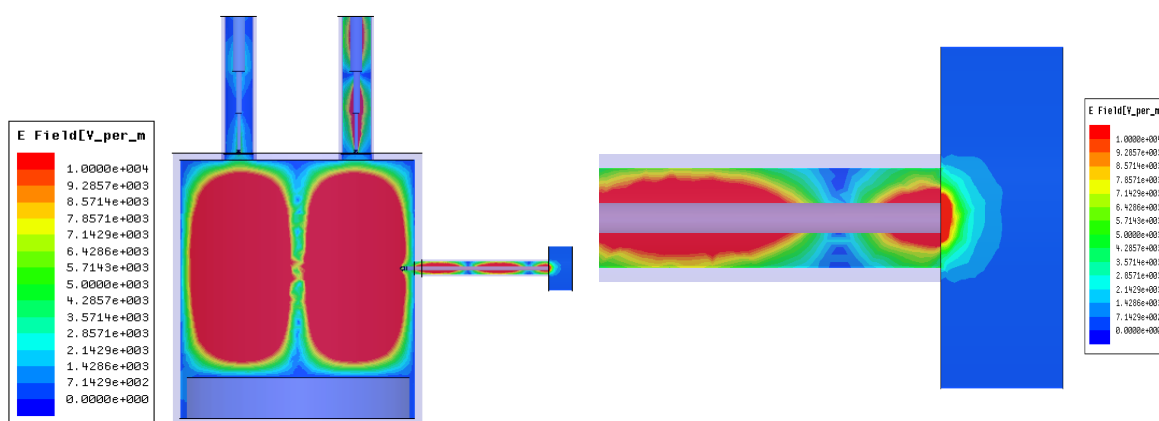


Рисунок 1.34 Розподіл полів в РВП на виді коливань H_{011} і в його апертурній частині при зазорі 1 мкм ($\text{tg}\delta = 0,01$; $\epsilon = 12$)

Розподіл поля в апертурній частині зондової структури також суттєво залежить від геометрії виступаючого центрального провідника (рис. 1.36).

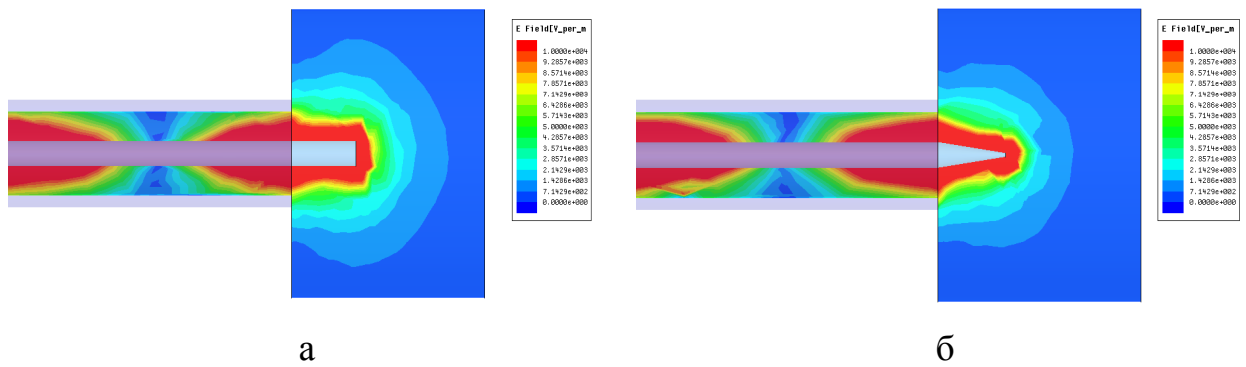


Рисунок 1.35 Розподіл поля в апертурній частині зондової структури РВП при різній геометрії виступаючого провідника: а – циліндричний виступ (довжина – 2 мм, діаметр – 0,8 мм), б – конічний виступ (довжина – 2 мм, діаметр вістря конуса – 50 мкм)

Добротність РВП для циліндричного виступу, оточеного повітрям , становить 20327,535 на частоті 10,0959 ГГц, а для загостреного – 20354,401 на частоті 10,0958 ГГц. Як і слід було очікувати, загострення веде до більшого ступеня локалізації поля в апертурі зондової структури РВП.

На рис. 1.36 наведені розподіли полів у апертурній частині зондової структури РВП при наявності зразка ($\text{tg}\delta = 0,01$; $\epsilon = 12$) і наявності та відсутності зазору між конічним зондом і зразком.

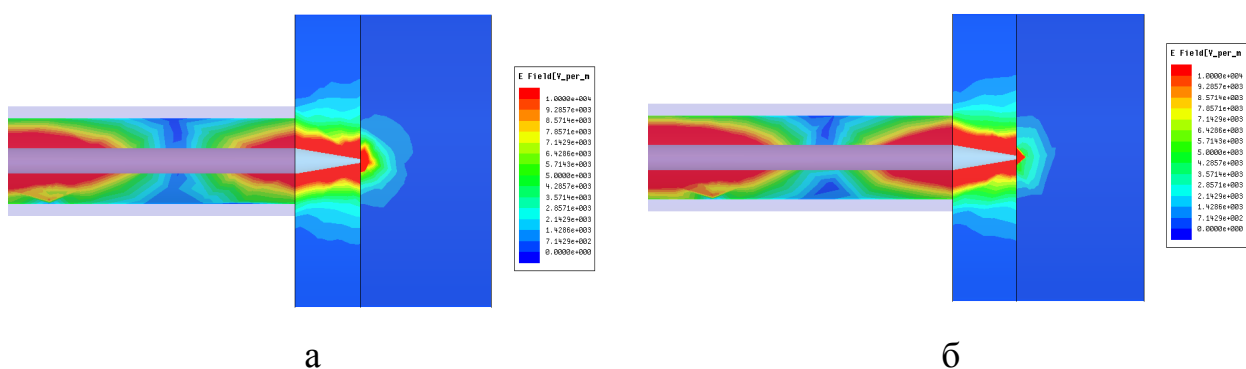


Рисунок 1.36 Розподіл поля в апертурній частині зондової структури РВП при наявності зразка ($\text{tg}\delta = 0,01$; $\epsilon = 12$): а – без зазору; б – зазор 1 мкм

В табл. 1.10 наведені значення параметрів РВП при різних величинах $\text{tg}\delta$ зразка та зазорах між площиною апертури зонда і зразком при кінчному виступі зонда.

Таблиця 1.10 – Залежність f_p і Q від величини $\text{tg}\delta$ зразка і зазора при кінчному виступі зонда

Зазор, мкм	$\text{tg}\delta$ ($\epsilon = 12$)	f_p , ГГц	Q
0	0,01	10,09580769	16229,28225
	0,1	10,09577759	15722,07032
	1,0	10,09665217	9317,589507
1	0,01	10,09559565	17861,43844
	0,1	10,09559799	17468,65623
	1,0	10,09566522	14333,35185

Дані табл. 1.10 свідчать про досить високу чутливості параметрів (зокрема добротності) РВП до змін втрат у зразку.

При моделюванні конфігурацій апертурної частини зондової структури РВП, наведених на рис. 1.36, не враховувалися кінцеві розміри зовнішнього провідника коаксіальної зондової структури. Результати моделювання з урахуванням цього фактора наведені на рис.1.37 і в табл. 1.11.

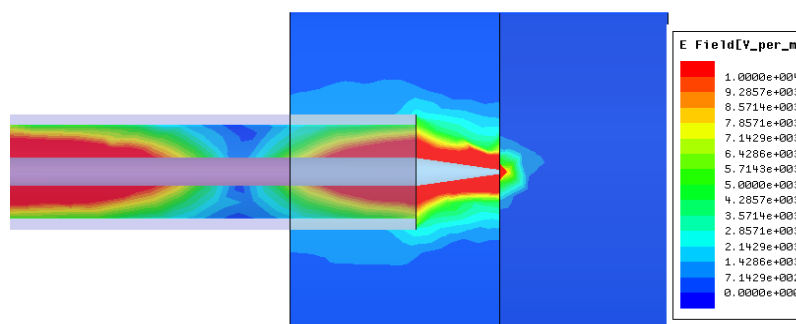


Рисунок 1.37 Розподіл поля в області взаємодії загостреного зонда із зразком з урахуванням кінцевої товщини зовнішнього провідника (зазор – 1 мкм, $\text{tg}\delta = 0,01$; $\epsilon = 12$)

Таблиця 1.11 – Залежність f_p і Q від величини $tg\delta$ зразка та зазору при обліку кінцевої товщини зовнішнього провідника зондової структури

Зазор, мкм	$tg\delta$ ($\epsilon = 12$)	f_p , ГГц	Q
0	0,01	10,09575485	15168,99848
	0,1	10,09579498	15018,12288
	1,0	10,09576522	13821,58333
1	0,01	10,09559732	17249,04914
	1,0	10,09559866	15559,71135

З даних табл. 1.9 видно, що чутливість при наближенні модельної конструкції до реальних умов експлуатації перетворювача буде падати. Отже, необхідно збільшувати зв'язок зондової структури з резонатором РВП.

Для збільшення зв'язку вводимо елемент зв'язку зонда з резонатором РВП на глибину 3 мм (було 2 мм). На рис.1.38 наведені розподіли полів для цього випадку.

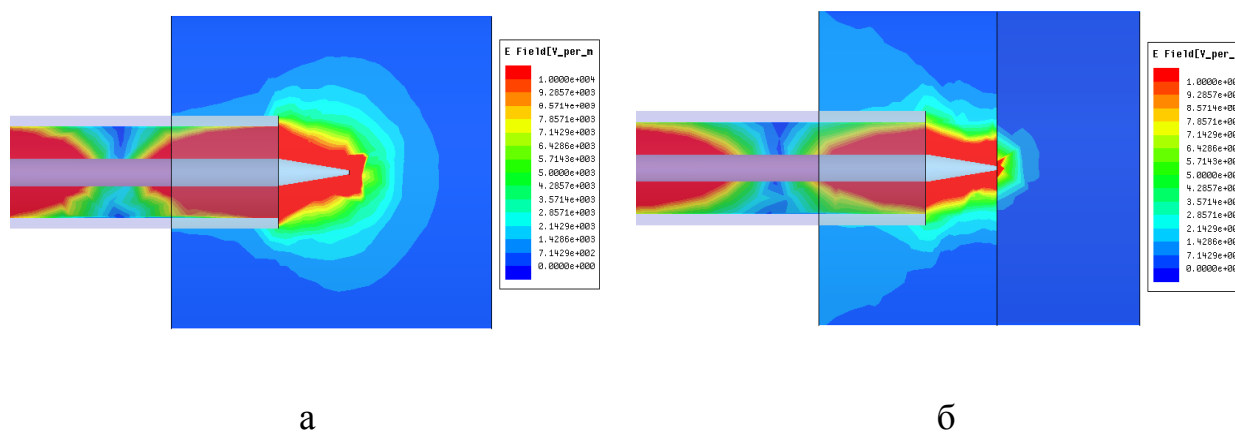


Рисунок 1.38 Розподіл полів в апертурі зондової структури при збільшеному зв'язку: а – без зразка; б – із зразком (зазор – 1 мкм; $tg\delta = 0,01$; $\epsilon = 12$)

Добротність РВП без зразка складає 16223,96 на частоті 10,0925 ГГц. Залежність f_p і Q від величини $tg\delta$ зразка та зазору, що дорівнює 1 мкм, наведені в табл. 1.12.

Таблиця 1.12 – Залежність f_p і Q від величини $\text{tg}\delta$ зразка при збільшеному зв'язку

Зазор, мкм	$\text{tg}\delta$ ($\epsilon = 12$)	f_p , ГГц	Q
1	0,01	10,09221237	10681,66902
	1,0	10,09228571	7926,814963

Порівняння даних табл. 1.11 та табл. 1.12 показує, що, незважаючи на значне зменшення добротності РВП (майже на 40 %), чутливість вимірювань може бути підвищена приблизно в 2,5 рази.

Наступним чинником, що впливає на величину добротності РВП, є величина виносу загостреної частини зонда. У табл. 1.13 наведені значення зміни параметрів РВП без зразка при зміні величини виносу загостреної частини зонда.

Таблиця 1.13 – Залежність f_p і Q від величини виносу загостреної частини зонда

Величина виносу загостреної частини зонда, мм	f_p , ГГц	Q
0	10,09306241	18969,06219
0,5	10,09298722	18968,92088
1,0	10,09288997	18678,40028
2,0	10,09249832	16223,96238

Видно, що зі зменшенням виносу загостреної частини зонда добротність РВП зростає. Однак, більш інформативним і близьким до реальних умов експлуатації є варіант з урахуванням впливу характеристик зразка при зазорі між вістрям і зразком.

У табл. 1.13 наведено дані про зміну параметрів РВП залежно від виносу вістря зонда і зміни характеристик зразка при зазорі 1 мкм.

Таблиця 1.14 – Залежність f_p і Q від величини виносу загостреної частини зонда і характеристик зразка

$\text{tg}\delta$ ($\epsilon = 12$)	Величина виносу загостреної частини зонда, мм	f_p , ГГц	Q
0,01	0	10,09309549	18748,34775
	0,5	10,09276491	16343,39772
	1,0	10,09237444	14340,66027
	2,0	10,09221237	10681,66902
0,1	0,5	10,09283434	15429.2755
	1,0	10,09201278	13706.12662
1,0	0,5	10,09285657	9853.972379
	1,0	10,09243759	9670.707489

Аналіз даних, наведених у табл. 1.14, показує, що величина виносу загостреної частини зонда порядку 0,5 мм є оптимальною як з точки зору забезпечення високої вихідної добротності РВП, так і чутливості вимірювань. Розподіл полів при виносі вістря зонда на величину 0,5 мм наведено на рис.1.39.

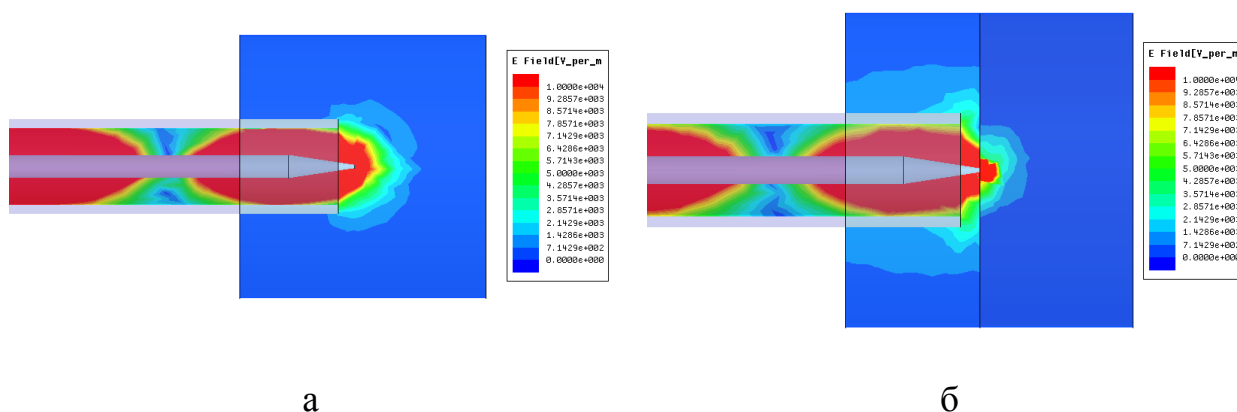


Рисунок 1.39 Розподіл полів в апертурі зондової структури при виносі вістря 0,5 мм: а – без зразка; б – із зразком (зазор – 1 мкм, $\text{tg}\delta = 0,01$; $\epsilon = 12$)

Для визначення вимог до точності орієнтації елемента зв'язку зондової структури в порожнині резонатора було проведено моделювання РВП при елементі зв'язку, повернутому на 45° . Було отримано значення добротності 13495,492 на частоті 10,094628 ГГц для вістря зонда, висунутого на 3 мм, зразку з $\epsilon = 12$; $\text{tg}\delta = 0,01$ і зазорі між вістрям і зразком 1 мкм. Вид структури полів при цьому наведений на рис.1.40. Видно, що навіть при значному (до 45°) зсуві площині елемента зв'язку добротність РВП залишається досить високою і, отже, при практичній реалізації такого РВП допустимо деяке відхилення в орієнтації елемента зв'язку.

При експериментальному дослідженні РВП, виготовленого з латуні, конструкція та зовнішній вигляд якого показані на рис.1.41, на частоті 9,9955 ГГц була отримана добротність $\sim 9,52 \cdot 10^3$.

Таким чином, проведені дослідження показують, що можливе створення РВП на основі циліндричного резонатора, збуджуваного на виді коливань H_{011} , який дозволяє забезпечити високу вихідну добротність РВП в цілому і, відповідно, підвищити чутливість проведених вимірювань [46, 49].

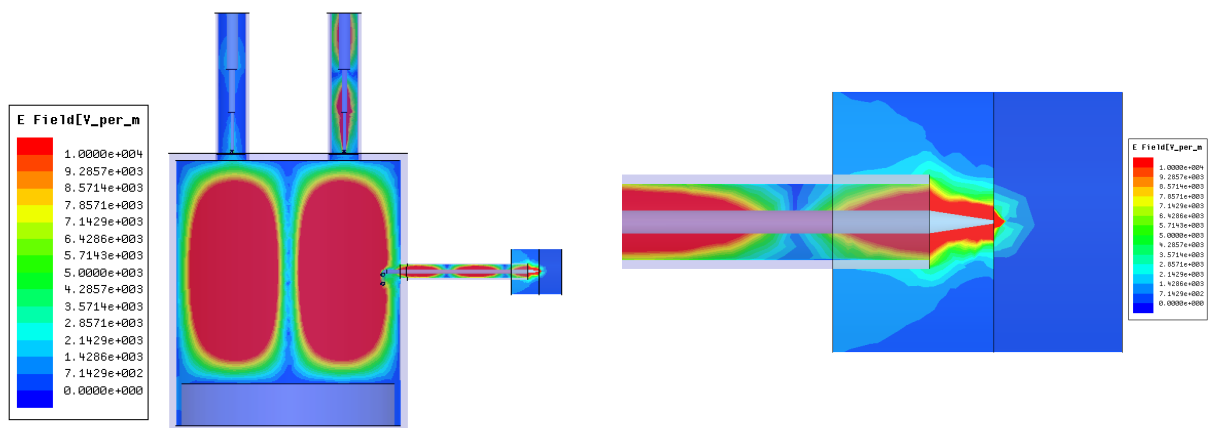
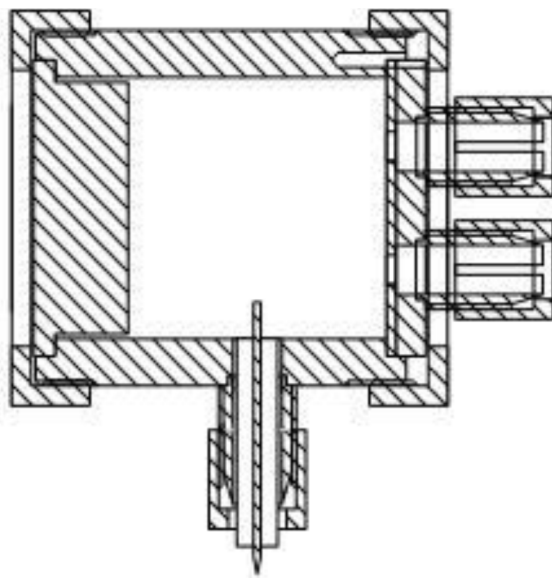
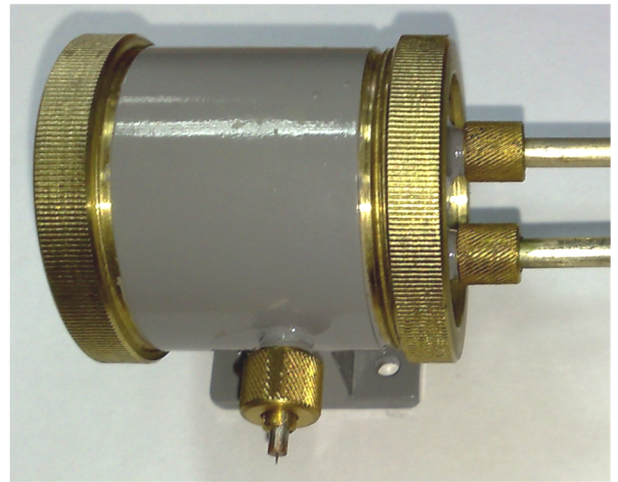


Рисунок 1.40 Структура полів в циліндричному РВП на виді коливань H_{011} при повороті елемента зв'язку зонда з резонатором на 45° (зазор 1 мкм, $\epsilon = 12$; $\text{tg}\delta = 0,01$, винос вістря зонда 3 мм)



а



б

Рисунок 1.41 РВП на основі циліндричного резонатора, збудженого на виді коливань H_{011} : а – конструкція, б – зовнішній вигляд

1.8 РВП на основі нерегулярних коаксіальних структур

У коаксіальній лінії при певних співвідношеннях діаметрів внутрішнього і зовнішнього провідників можливе виникнення вищих типів хвиль, у тому числі і хвилі типу H_{01} . Зазвичай вищі типи хвиль в лініях вважаються небажаним чинником і від них, як правило, намагаються позбутися. Однак хвилю H_{01} -типу можна використовувати для створення високодобротного коаксіального резонатора, а наявність у такого резонатора центрального провідника дозволить досить просто здійснити його сполучення з коаксіальною мікрозондовою структурою [50]. До недоліків такої конструкції можна віднести необхідність прийняття заходів щодо зняття виродження видів коливань H_{01n} і E_{11n} , які до того ж не є нижчими, а також складності в забезпеченні конструктивної жорсткості тонкого центрального провідника, що переходить у зондову структуру.

У той же час в конструкції коаксіального конусного чвертьхвильового резонатора досить просто реалізуються коливання на хвилі TEM типу і плавний перехід від резонатора до зонду (рис.1.42). Недоліком такої

конструкції є низька добротність чвертьхвильових резонансів коаксіальної структури, які, як правило, навіть для теоретичних оцінок не перевищують кількох тисяч, а на практиці з урахуванням зв'язків і втрат у з'єднаннях можуть бути і менш 10^3 .

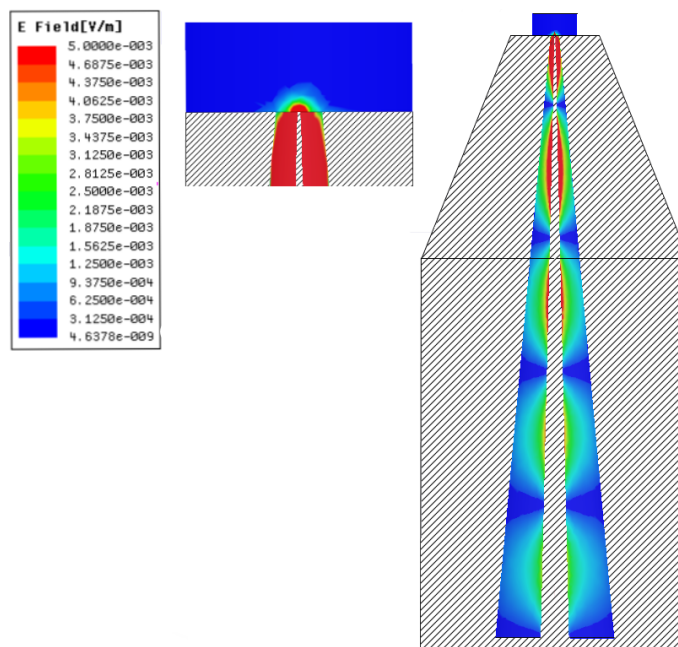


Рисунок 1.42 Коаксіальний конічний чвертьхвильовий
РВП: $f_p = 8,32$ ГГц, $Q = 1548,6$

Як показує модельний експеримент, в конічному коаксіальному резонаторі також можливе збудження коливань відмінних від TEM, при збільшенні відношення внутрішнього діаметра зовнішнього екранного провідника до діаметру внутрішнього (рис.1.43). Добротність резонатора виходить при цьому в кілька разів більшою, ніж для коливань хвиль TEM типу. Варіацією кута розкриву конуса, його довжини і відношення відповідних діаметрів провідників можна забезпечити необхідне значення резонансної частоти [50-54].

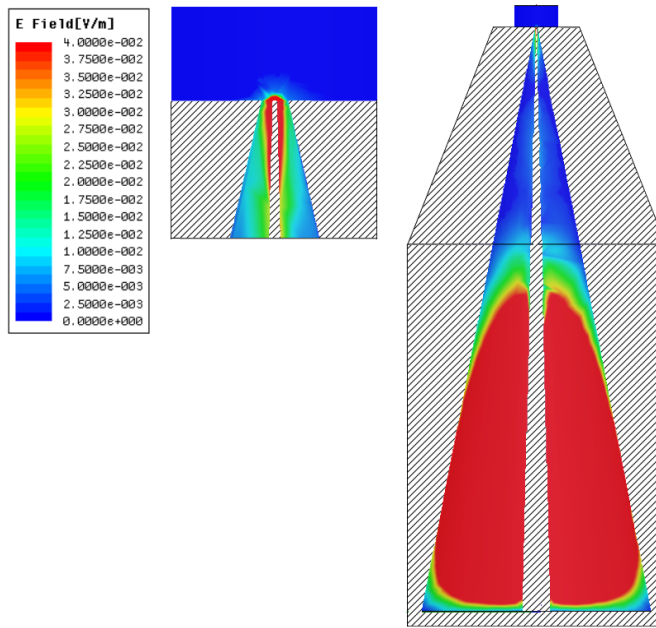


Рисунок 1.43 Коаксіальний конічний РВП з видом коливань H_{111} : $f_p = 7,85$ ГГц, $Q = 11460$

Порівняння і аналіз структури електромагнітних полів у поперечному перерізі зони збудження конічного РВП і одного з можливих вищих типів хвиль в коаксіальній лінії показують (рис.1.44), що високодобротний резонансний відклик в конічному коаксіальному РВП можна ідентифікувати з нижчим видом коливань H_{111} в циліндричному резонаторі.

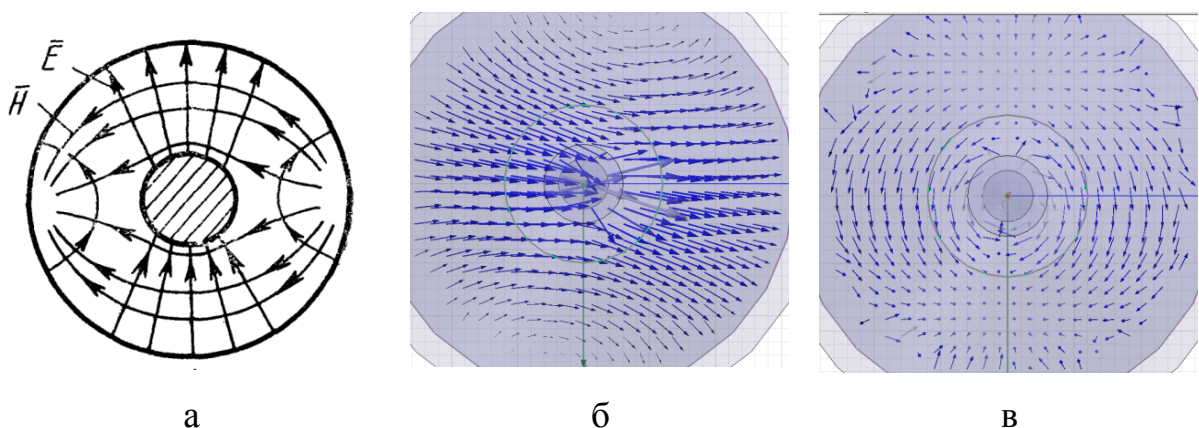


Рисунок 1.44 Структура полів: а – хвиля H_{11} в коаксіальній лінії; б – E в конічному коаксіальному резонаторі (рис.1.43) ; в – H в конічному коаксіальному резонаторі (рис.1.43)

При розгляді нерегулярної коаксіальної резонансної структури приймалося, що її центральний провідник також має конічну форму, але діаметри його кінців постійні: 3,8 і 0,6 мм; також не змінюється внутрішній діаметр апертурного отвору (2 мм). Решта розміри (довжина L і внутрішній радіус R_1 широкої частини зовнішнього провідника нерегулярної коаксіальної структури) при моделюванні змінювалися з метою з'ясування області існування виду коливань квазі- H_{111} . Результати розрахунків наведено в табл. 1.15.

Таблиця 1.15 – Значення f_p і Q для виду коливань квазі- H_{111} в нерегулярної коаксіальної структури

L , мм	86	81	81	81	76	71	66	64	60
R_1 , мм	16	15,5	16	16,5	16	16	16	18	18
f_p , ГГц	7,8603	8,0249	7,8136	7,8296	8,113	8,261	8,42	7,85101	8,0078
Q	11222,9	11063	10693	11184	11109,5	11053,4	10935	11460,2	11384,9

Із даних табл. 1.15 можна зробити висновок, що на подібних видах коливань можна забезпечити досить високі значення добротності. При подальшому варіюванні розмірами нерегулярної коаксіальної структури з'ясувалося, що в ній можуть збуджуватися і інші високодобротні види коливань, наприклад, виду квазі- H_{112} (рис.1.45 і табл. 1.16).

Таблиця 1.16 – Значення f_p і Q для виду коливань квазі- H_{112} в нерегулярної коаксіальної структури

L , мм	86	86	86	86	88	88	90	90
R_1 , мм	18	19	20	21	19	21	19	21
f_p , ГГц	9,1708	8,9087	8,638	8,5532	8,98	8,4713	8,896	8,3891
Q	12059	12613	12882	13380,9	12678	13303	12578,5	13245,9

L, мм	96	96	101	106	106	111	111
R ₁ , мм	21	22	22	17	21	18	20
f _p , ГГц	8,1895	7,9626	7,813	8,9682	7,884	8,529	7,9903
Q	13548	13648,2	13910,9	12046,5	13582,7	12483,2	13302,7

З табл. 1.16 видно, що в цьому випадку можуть бути отримані великі значення добротностей і великі значення резонансних частот, ніж для виду коливань квазі-Н₁₁₁.

У розглянутій нерегулярній коаксильній структурі при підборі відповідних розмірів можливо також збудження видів коливань квазі-Е₀₁₁ (рис.1.46, табл. 1.17) і квазі-Н₂₂₁ (рис.1.47, табл. 1.18).

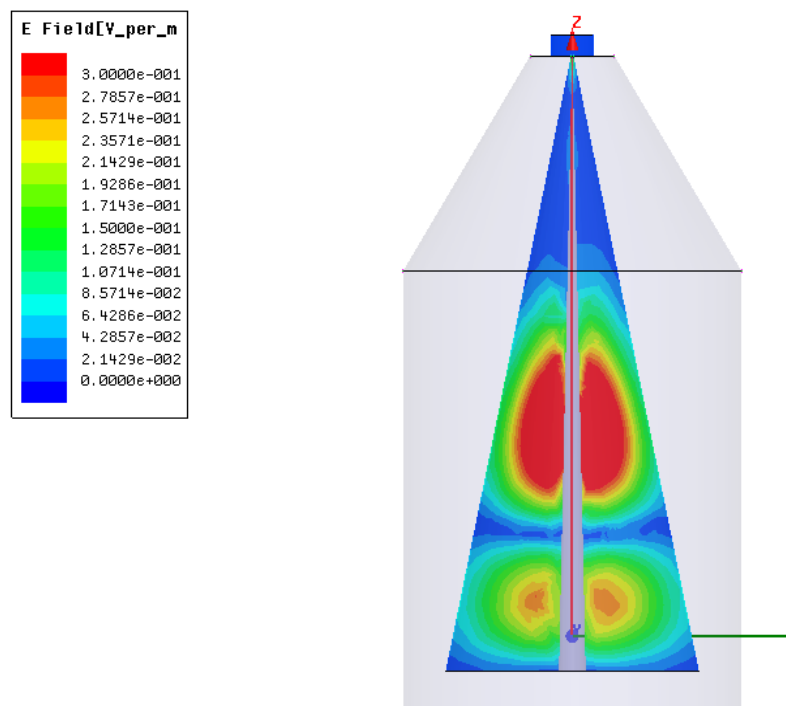


Рисунок 1.45 Розподіл Е поля виду коливань квазі-Н₁₁₂ в нерегулярній коаксильній структурі

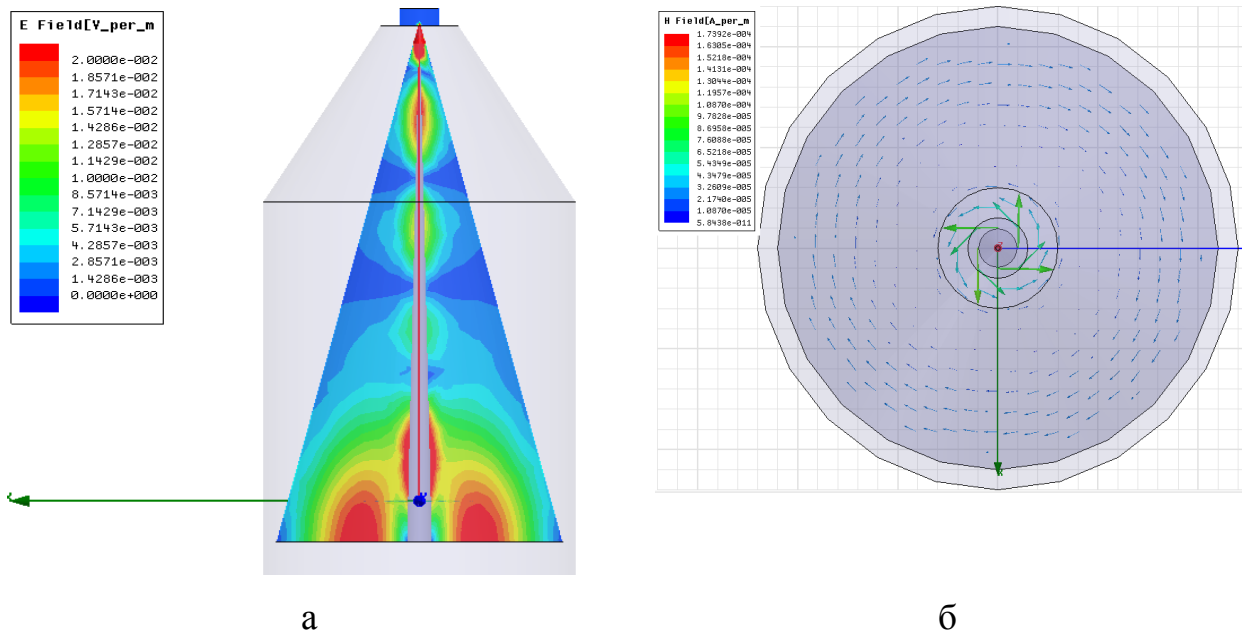
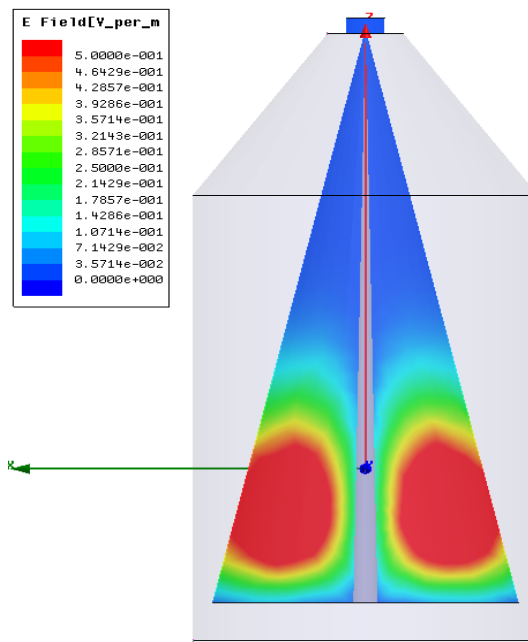


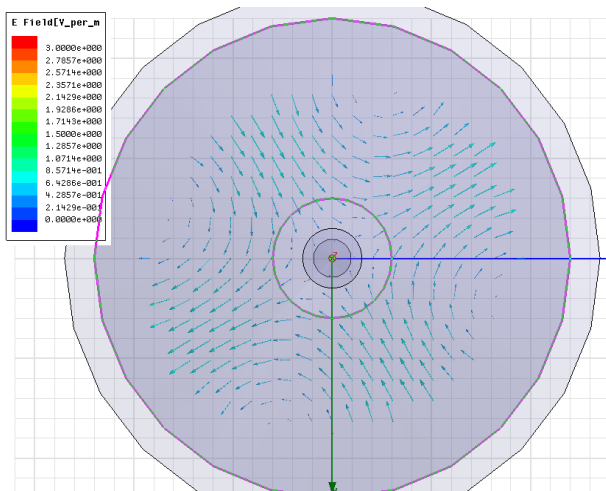
Рисунок 1.46 Конфігурація полів виду коливань квазі- E_{011} в нерегулярній коаксіальній структурі: а – поле E ; б – поле H

Таблиця 1.17 – Значення f_p і Q для виду коливань квазі- E_{011} в нерегулярній коаксіальній структурі

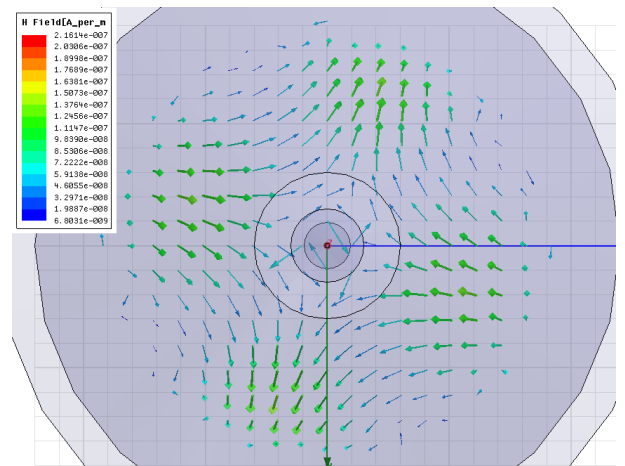
L , мм	86	86	88	88	111	111
R_1 , мм	22	23	22	23	21	22
f_p , ГГц	8,18039	7,87	8,1618	7,81	8,38022	8,00363
Q	5673,78	3819,55	5965,07	5019,86	4937,46	6525



а



б



в

Рисунок 1.47 – Конфігурація полів виду коливань квазі- H_{221} в нерегулярній коаксіальній структурі: а – поле E ; б – поле E ; в – поле H

Таблиця 1.18 – Значення f_p і Q для виду коливань квазі- H_{221} в нерегулярній коаксіальній структурі

L , мм	86	86	86	86	91	91	91	96	96
R_1 , мм	24	25	26	27	24	25	27	25	26
f_p , ГГц	7,96	8,46	8,2024	7,968	8,621	8,0958	7,866	8,255	8,0052
Q	14063	14663	14807.3	14975,8	14545,5	14951,5	15147,9	14877,8	15087,6

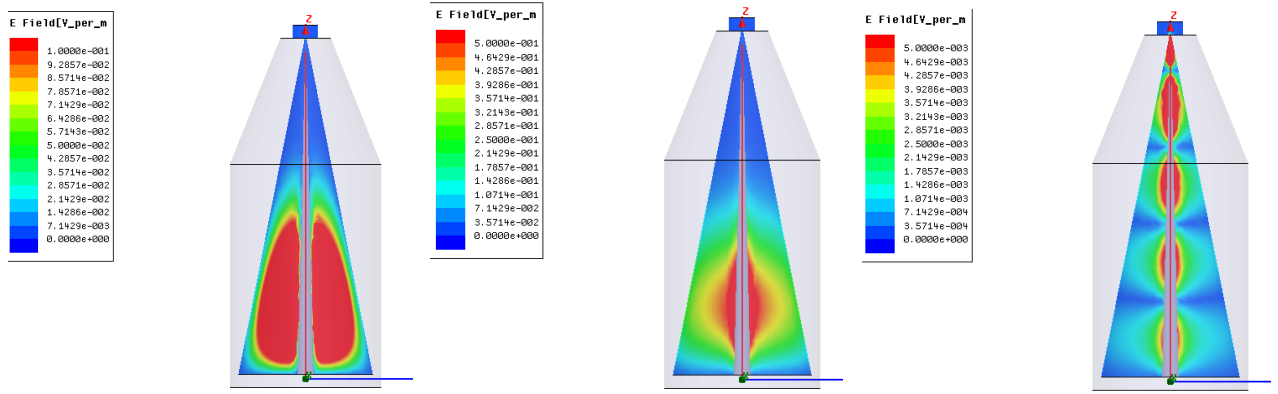
L, мм	101	101	106	106	106	106	111
R ₁ , мм	25	26	24	25	26	27	25
f _p , ГГц	8,1688	7,92	8,35832	8,08963	7,8409	7,8407	8,0157
Q	14981,2	15202,3	14842,2	15078,9	15301	15302	15147,9

Із даних табл. 1.18 видно, що збудження коаксіальної нерегулярної структури на виді коливань квазі-Н₂₂₁ також може призвести до отримання високодобротного резонансу. Даний резонанс більш високодобротний в порівнянні з попередніми видами коливань, але його збудження і виділення можуть стати складною технічною задачею, оскільки він має складну конфігурацію електричних і магнітних полів (рис.1.47).

Забезпечення роботи розглянутих резонансних нерегулярних структур на обраному виді коливань може стати також досить складною електродинамічною та технічною задачами, оскільки така структура має багатомодову і може збуджуватися на різних видах коливань в робочому діапазоні частот. На рис.1.48 наведені розподіли полів для видів коливань, які можуть існувати при розмірах: L = 81 мм, R₁ = 16 мм. Видно, що при цьому можуть збуджуватися як резонанси n-чвертьхвильового коаксіального резонатора, так і резонанси на вищих видах коливань.

Кількість можливих резонансів у розглянутій структурі може бути скорочено за рахунок вибору конструкції та місця підключення елементів зв'язку, призначених для збудження обраного резонансу.

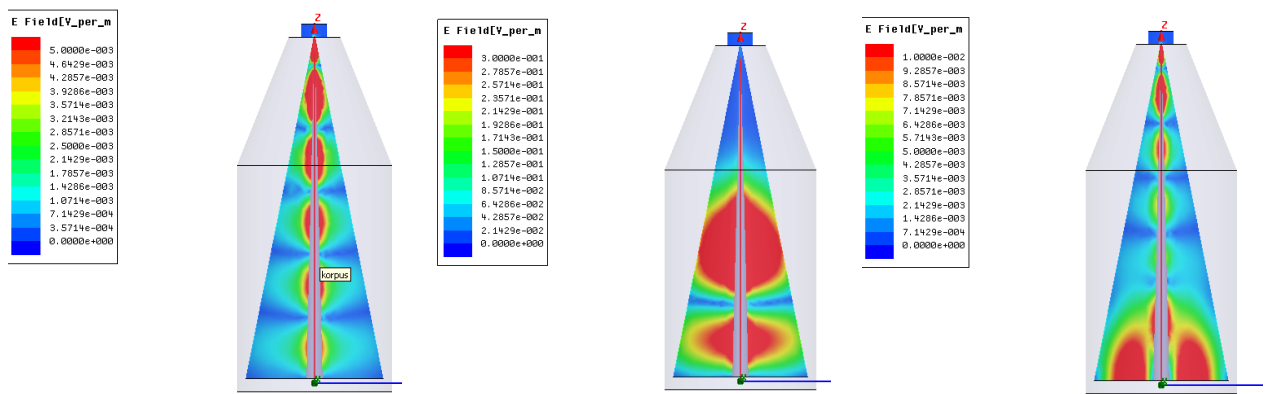
При виборі в якості пристроїв зв'язку коаксіальних ліній, що підключаються до досліджуваної структури через торцеву стінку, і орієнтації петель зв'язку з урахуванням конфігурації полів необхідного виду коливань, АЧХ такого РВП буде виглядати так, як показано на рис.1.49. Видно, що в робочому діапазоні залишилося тільки три високодобротних резонанса.



Q=11269, f=8.015 ГГц

Q=11269, f=8.016 ГГц

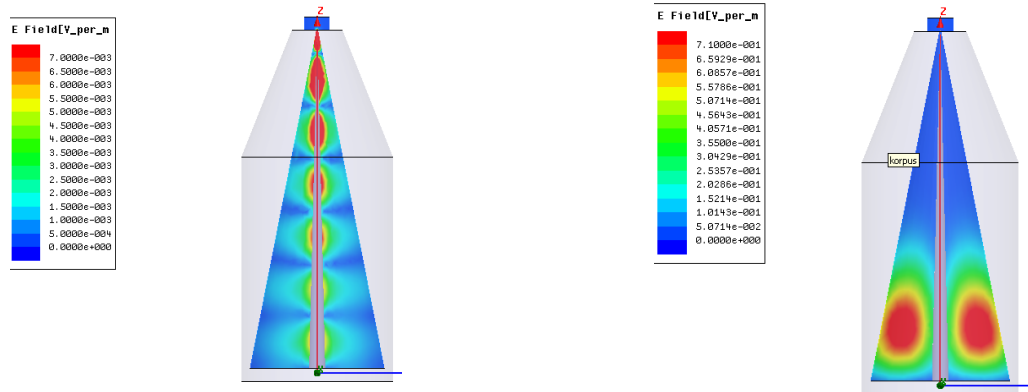
Q=1854, f=8.311 ГГц



Q=1937, f=10.153 ГГц

Q=11559, f=10.294 ГГц

Q=5576, f=11.497 ГГц



Q=2084, f=12.043 ГГц

Q=12266, f=12.232 ГГц

Рисунок 1.48 Види власних коливань нерегулярної коаксiальної структури з фіксованими розмірами (L = 81 мм, R1 = 16 мм)

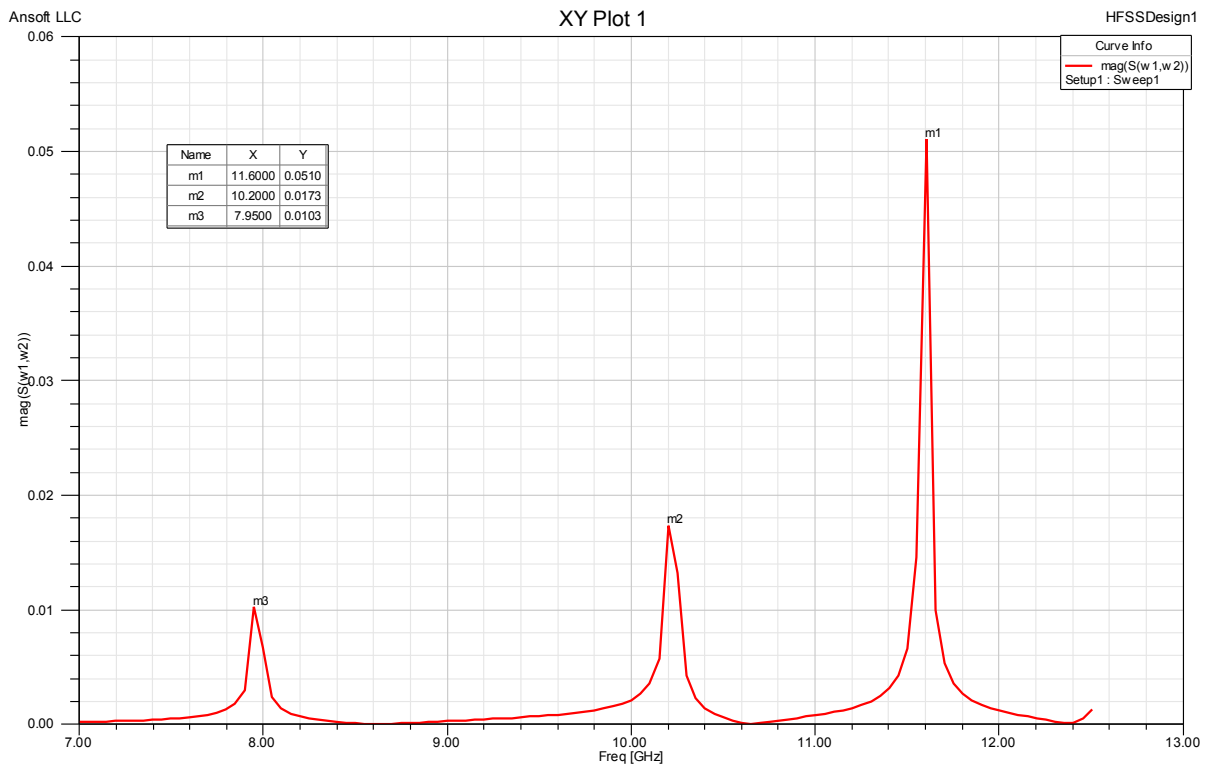


Рисунок 1.49 АЧХ РВП на основі нерегулярної коаксiальної структури

На рис.1.50 показані конфігурації електричних полів відповідні резонансам графіка, наведеного на рис.1.49.

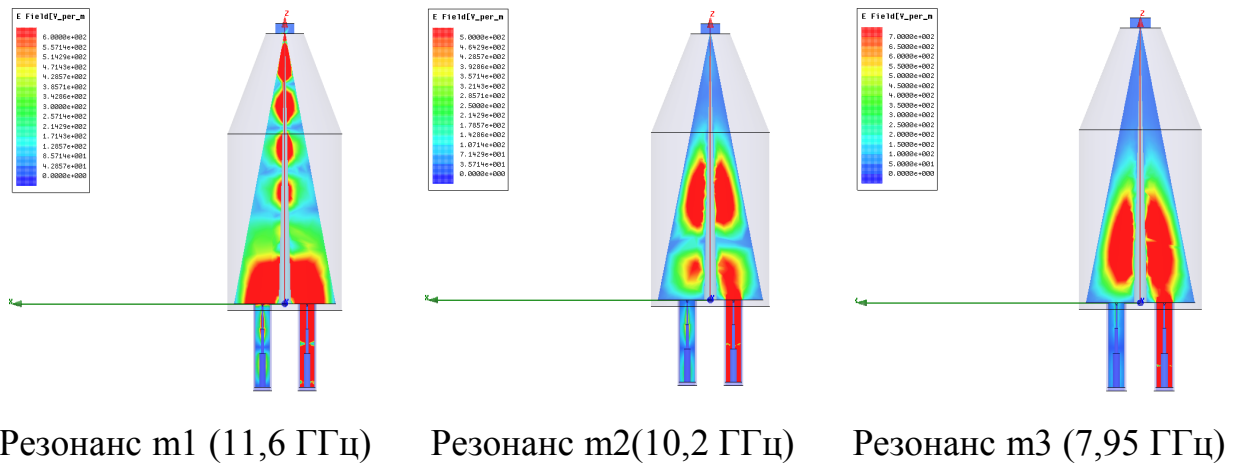


Рисунок 1.50 Конфігурації електричних полів, відповідні резонансам рис.1.49

Експериментальна перевірка результатів чисельного моделювання проводилася за допомогою макета РВП, зовнішній вигляд якого наведено на рис. 1.51.

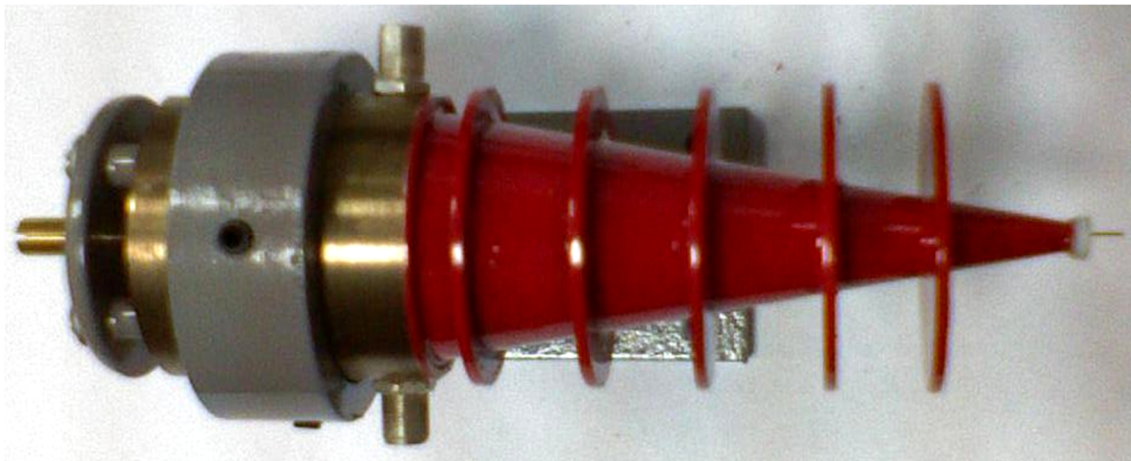


Рисунок 1.51 Зовнішній вигляд експериментального макета РВП на основі нерегулярної коаксіальної структури

Для РВП з центральним коаксіальним провідником був зафіксований резонанс на частоті 9,98 ГГц з добротністю $\sim 1,3 \cdot 10^3$, для РВП без коаксіального провідника був отриманий резонанс на частоті 9,5 ГГц з добротністю $\sim 4 \cdot 10^3$. Оскільки зміна параметрів зовнішнього середовища в першому випадку призводить до зміни частоти і добротності, а в другому – ні, можна стверджувати, що в першому випадку ми маємо резонанс хвилі TEM чвертьхвильового коаксіального резонатора, а в другому – резонанс хвилі вищого типу.

Таким чином, нерегулярні коаксіальні структури, збуджені на вищих видах коливань, можуть бути з успіхом застосовані для створення високодобротних РВП з досить далеко рознесеними резонансами. Проте їх реалізація пов'язана з подоланням ряду труднощів, а саме: аналітичний розрахунок таких систем утруднений, отже, визначення конкретних геометричних розмірів конструкцій під задане значення частоти здійснюватиметься перебором модельних систем і подальшою

експериментальною підгонкою; технологія отримання якісних конічних поверхонь і співвісного високоточного сполучення двох конусів (внутрішнього провідника і зовнішнього) складна і вимагає розробки спеціальних технологічних оснащень. Тому використання такого типу РВП обґрунтоване тільки в тому випадку, якщо неможливо вирішення задачі іншими способами або є налагоджена технологія виготовлення таких пристроїв.

1.9 РВП на основі мікрострічкових структур

Перспективним є створення РВП на основі смужкових і мікросмужкових структур, що виготовлені за допомогою планарних технологій, які досить добре відпрацьовані при виготовленні мікро- і нанорозмірних елементів сучасної мікроелектроніки.

При позитивному вирішенні задачі створення таких РВП відкриваються можливості створення інтегральних механізмів формування інформаційних сигналів СММ, що включають в себе як первинний перетворювач (сенсор), так і систему формування та попередньої обробки сигналів, а також створення такого конструктиву мікрозонда, який можна використовувати одночасно і для атомно-силової і для тунельної мікроскопії.

Однак для просування у вирішенні зазначених задач необхідно провести значний обсяг попередніх досліджень, пов'язаних безпосередньо зі смужковими та мікросмужковими резонансними структурами.

Завданням даної роботи є аналіз і облік факторів, що визначають можливості забезпечення резонансних властивостей вимірювальних перетворювачів на основі відрізків мікросмужкових ліній при топологіях зондових структур, що представляють собою невід'ємну частину резонаторного вимірювача.

Найбільш простим по конструкції і технології резонансним елементом на основі мікросмужкової лінії є напівхвильовий резонатор. Набір формул для розрахунку параметрів такого резонатора наведено нижче [55]:

$$L = \frac{\lambda_v}{2} = \frac{c}{2 \cdot f \cdot \sqrt{\varepsilon_{ef}}}, \quad \varepsilon_{ef} = \frac{\varepsilon_d + 1}{2} + \frac{\varepsilon_d - 1}{2 \cdot \sqrt{1 + 10 \cdot h/W}},$$

$$\frac{W}{h} = 8 / (e^d - e^{-d}), \quad d = \frac{Z_v}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_d + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_d - 1}{\varepsilon_d + 1} \left(0,226 + \frac{0,12}{\varepsilon_d} \right),$$

$$Q_0 = \frac{Q_R \cdot Q_d}{Q_R + Q_d}, \quad Q_R = \frac{8,68 \cdot \pi \cdot \sqrt{\varepsilon_{ef}}}{\lambda_0 \cdot \alpha_R}, \quad Q_d = \frac{1}{(\operatorname{tg} \delta)_{ef}},$$

$$\alpha_R = \frac{4,34 \cdot R_s}{Z_v \cdot W}, \quad R_s = \sqrt{\pi \cdot \mu_0 \cdot f \cdot \rho},$$

$$(\operatorname{tg} \delta)_{ef} = \operatorname{tg} \delta \cdot \{1 + (A - 1) / [\varepsilon_d \cdot (A + 1)]\}^{-1}, \quad A = \sqrt{1 + 10 \cdot h/W},$$

де L – довжина напівхвильового мікросмужкового резонатора; λ_v – довжина хвилі в мікросмужковій лінії; c – швидкість світла; f – робоча частота; ε_d – діелектрична проникність діелектрика підкладки мікросмужкової лінії; h – товщина діелектричної підкладки; W – ширина сигнального провідника мікросмужкової лінії (резонатора); Z_v – хвильовий опір мікросмужкової лінії; Q_0 – власна (ненавантажена) добротність мікросмужкового резонатора; Q_R – добротність, що обумовлена втратами в провідниках; Q_d – добротність, що обумовлена втратами в діелектрику; λ_0 – довжина хвилі у вільному просторі; α_R – коефіцієнт загасання хвилі в лінії, що обумовлений втратами в провідниках; R_s – поверхневий опір провідника лінії (резонатора); μ_0 – магнітна проникність вакууму; ρ – питомий опір провідника (мідь).

Розрахунок, що проведений при $f = 10$ ГГц, $h = 1$ мм, $Z_v = 50$ Ом, $\varepsilon_d \approx 9,6$ (полікор), $\operatorname{tg} \delta \approx 10^{-4}$, $\rho = 0,0172 \cdot 10^{-6}$ Ом·м, показує, що при $L = 5,84$ мм, $W = 1$

мм, власна (ненавантажена) добротність мікросмужкового напівхвильового резонатора $Q_0 \sim 5 \cdot 10^2$.

Отримане розрахункове значення добротності є максимально можливим для даної структури.

На практиці, при конфігуруванні напівхвильового резонансного відрізка мікрохвильової лінії у вигляді напівхвильового відрізка з зондовою структурою, а також необхідності забезпечення зв'язку такого РВП з зовнішніми колами вимірювальної системи, реальне робоче значення добротності буде в півтора-два рази менше.

У зв'язку з цим були проведені чисельні модельні дослідження характеру розподілу полів і залежності АЧХ мікросмужкових резонансних структур з зондами різної конфігурації від схеми включення, величини зв'язку і параметрів зразків можливої діагностики [56-58].

Топології досліджуваних напівхвильових резонансних структур з крайовим ємнісним підключенням наведені на рис. 1.52. Аналіз проводився для резонансного напівхвильового відрізка мікросмужкової лінії (рис. 1.52,а), напівхвильового відрізка лінії з загостренням 45° (рис. 1.52,б), напівхвильового відрізка лінії у вигляді трикутної нерегулярної структури з розмірами сторін: $a = b = 5,84$ мм, $c = 0,981$ мм (рис. 1.52,в) і напівхвильового відрізка лінії з загостренням 45° і наконечником довжиною $\sim 0,1$ мм і радіусом 30 мкм (рис. 1.52, г).

У всіх випадках на відкритому кінці резонансного відрізка забезпечується перевищення значення напруженості електричної складової поля в півтора-два порядки, а ступінь його локалізації визначається геометрією загостреного кінця.

Оскільки резонансні властивості в значній мірі залежать і від величини зв'язку були проведені дослідження впливу величини ємнісного зазору елемента зв'язку на АЧХ розглянутих резонансних структур (рис. 1.53, 1.54).

З графіків, що наведені на рис. 1.53 і 1.54, видно, що максимально резонансні властивості досліджуваних структур проявляються при

мінімальних зазорах між резонансними елементами і лініями. Добротності резонаторів при цьому невисокі (близько декількох десятків), для нерегулярного відрізка (рис. 1.54) спостерігається досить сильна залежність резонансної частоти від величини зв'язку, що обумовлена, можливо, особливостями формування резонансного відгуку в такій структурі.

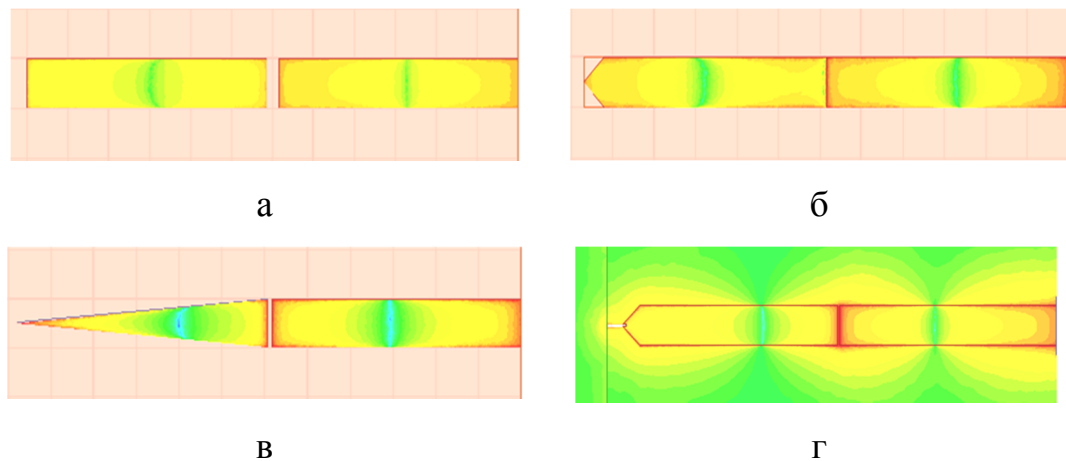


Рисунок 1.52 Топології напівхвильових резонансних структур

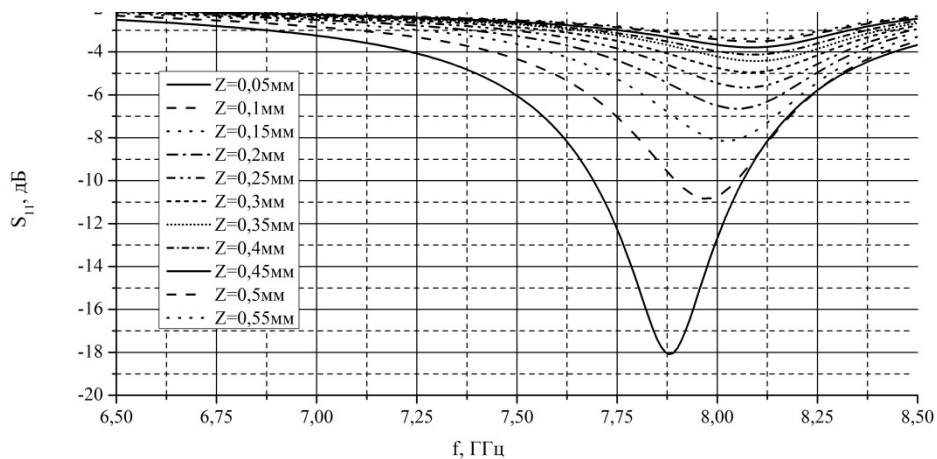


Рисунок 1.53 Залежність АЧХ напівхвильового відрізка лінії з загостренням 45° (рис. 1.52, б) від величини ємнісного зазору елемента зв'язку

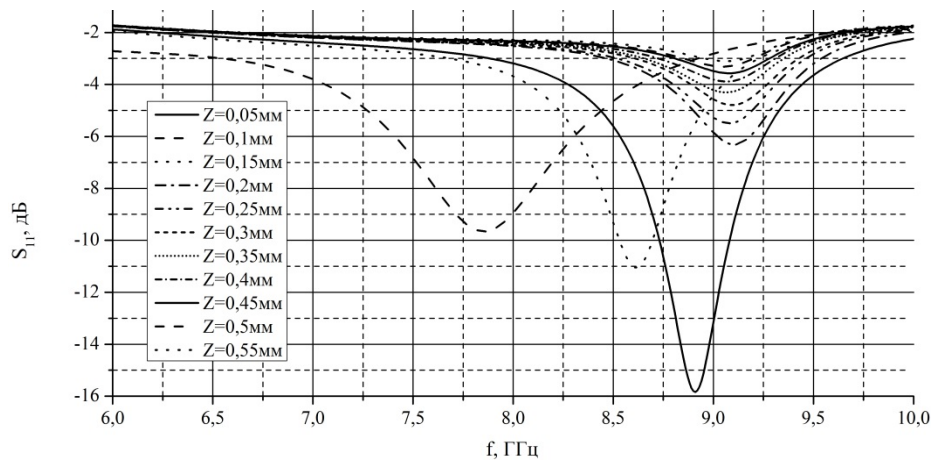


Рисунок 1.54 Залежність АЧХ напівхвильового відрізка лінії у вигляді трикутної нерегулярної структури (рис. 1.52, в) від величини ємнісного зазору елемента зв'язку

Результати чисельних оцінок впливу зміни діелектричної проникності матеріалу, розташованого поблизу загостреної зондової частини мікросмушкової резонансної структури, на зміни АЧХ наведені на рис. 1.55.

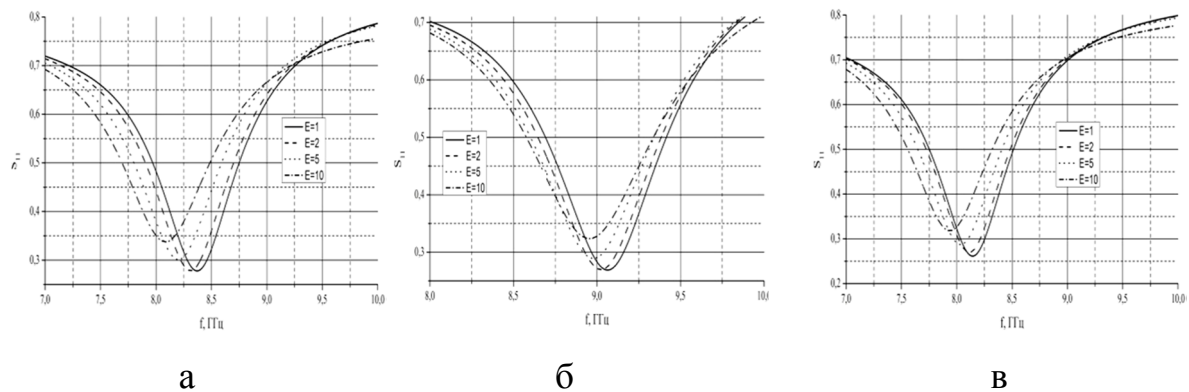


Рисунок 1.55 Залежності АЧХ резонансних структур від величини діелектричної проникності об'єкта діагностики: а – напівхвильовий відрізок лінії з загостренням (рис.1.52, б), б – напівхвильовий відрізок лінії у вигляді нерегулярної структури (рис.1.52, в), в – напівхвильовий відрізок лінії з загостренням і наконечником (рис.1.52, г)

Для всіх варіантів топології резонансних структур з зондами при збільшенні діелектричної проникності об'єкта діагностики спостерігається зсув центральної частоти резонансів в бік зниження частоти, що, загалом, закономірно, оскільки при цьому збільшується і величина ϵ_{ef} (див. формули). З іншого боку, наявність такого зсуву свідчить про чутливість характеристик розглянутих структур до зміни параметрів об'єктів, що розташовані поблизу областей локалізованих з їх допомогою електромагнітних полів.

Таким чином, проведені дослідження дозволяють зробити наступні висновки:

- зміна топології напівхвильових резонансних відрізків мікросмужкової лінії не призводить до суттєвої зміни їх резонансних властивостей;

- на загострених ділянках (прототипах зондів) досягаються підвищені на півтора-два порядки значення напруженостей локалізованих полів;

- АЧХ розглянутих структур мають чутливість до змін параметрів об'єктів, що розташовані поблизу зондів, що може бути використано для діагностики.

В той же час, до практичної експериментальної реалізації напівхвильових смужкових резонансних структур з зондами необхідно проведення додаткових досліджень з аналізу прохідного типу їх включення, а також можливостей максимального використання їх резонансних властивостей.

1.10 Висновки

На підставі аналізу результатів проведених чисельно-аналітичних та експериментальних досліджень зразків РВП можна зробити наступні висновки:

- найбільш практичними конструкціями РВП з точки зору їх технологічності і досить високої добротності (до $(1...3) \cdot 10^3$) представляються конструкції вимірювальних перетворювачів на основі призматичних

резонаторів (відрізків прямокутних хвилеводів), збуджуваних на видах коливань H_{10n} ;

– при необхідності створення РВП з вихідними добротностями порядку 10^4 представляється доцільним використання в якості основи РВП циліндричних резонаторів, збуджуваних на видах коливань H_{01n} , незважаючи на більш складну їх конструкцію в порівнянні з РВП на призматичних резонаторах;

– представляється перспективним продовження досліджень можливостей реалізації РВП на основі нерегулярних коаксіальних структур, збуджуваних на вищих видах коливань, які за попередніми оцінками також можуть забезпечити величини вихідних добротностей РВП до 10^4 .

2 СИСТЕМИ ФОРМУВАННЯ ТА ОБРОБКИ ПЕРВИННИХ ІНФОРМАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ

Розвиток техніки формування та обробки вимірювальних сигналів сучасних резонаторних датчиків

Основними вимірюваними характеристиками резонаторів є резонансна частота і добротність. Виходячи з діапазону вимірюваних значень добротності, резонансної частоти і наявних технічних можливостей можна обрати найбільш підходящий спосіб вимірювання.

Для забезпечення ближньопольової мікрохвильової діагностики немає необхідності в постійному вимірюванні значень резонансної частоти та добротності при фіксації кожної досліджуваної локальної мікроділянки поверхні. Для цього достатньо забезпечити вимірювання деяких величин (або функцій), зміна яких була б пропорційна зміні відповідних значень електрофізичних характеристик поверхні при переміщенні уздовж неї. Більш того, таке рішення дає можливість здійснити автоматизацію проведених вимірювань.

Такими величинами можуть бути зміни резонансної частоти та добротності від початкових значень або інші параметри, які змінюються пропорційно виміряним.

Таким чином, необхідно вибрати спосіб вимірювання зсуву резонансної частоти і змін добротності.

2.1 Похибки визначення основних параметрів РВП

Безпосереднє вимірювання енергії, накопиченої та розсіюваної в резонаторі та зовнішніх колах, технічно реалізувати досить важко, тому для визначення величини добротності зазвичай користуються непрямими методами [32, 59, 60]. При цьому вимірюються параметри резонансної системи, які пов'язані з її добротністю відповідними співвідношеннями. У більшості випадків величина добротності визначається за формулою:

$$Q_H = f_p / 2\Delta f_p, \quad (2.1)$$

де $2\Delta f_p$ – ширина смуги пропускання резонатора на рівні 0,5 за потужністю або на рівні 0,707 по амплітуді сигналу, який проходить через резонатор (при включенні на прохід) або відбитого від нього (при включенні на відображення).

Отже, точність визначення f_p , Q_H (δf_p , δQ_H) визначатиметься точністю вимірювання частоти при відповідних рівнях потужності або амплітуди сигналів на виході РВП.

Таким чином, похибки вимірювань інформаційних параметрів залежатимуть від похибок вимірювання значень частоти (визначається нестабільністю частоти вимірювального генератора і точністю частотоміра) і похибок вимірювання відповідних рівнів сигналів (точністю відліку відповідних рівнів на резонансній кривій).

У загальному випадку можна записати:

$$\frac{\delta Q_H}{Q_H} = \frac{\delta f_p}{f_p} + \frac{\delta(2\Delta f_p)}{2\Delta f_p} = \frac{\delta f_p}{f_p} + \frac{Q_H \delta(2\Delta f_p)}{f_p} \approx \frac{Q_H \delta(2\Delta f_p)}{f_p}, \quad (2.2)$$

де δQ_H , δf_p , $\delta(2\Delta f_p)$ – абсолютні похибки визначення значень навантаженої добротності, резонансної частоти та смуги пропускання резонатора.

Зі співвідношення (2.2) можна побачити, що для досягнення однієї і тієї ж відносної похибки $\delta Q_H/Q_H$ при вимірюванні на якій-небудь фіксованій частоті (якщо похибкою вимірювання f_p знехтувати) необхідно, щоб величина $Q_H \delta(2\Delta f_p)$ була постійною, тобто при збільшенні добротності необхідно відповідно зменшувати абсолютну похибку вимірювання $2\Delta f_p$.

Для вимірювання смуги пропускання резонансної системи існують різні методи, і похибка вимірювання залежить від факторів характерних для кожного методу вимірювання. Зазвичай смугу пропускання вимірюють по резонансним кривим або їх похідним. При цьому необхідно мати перестроюваний калібрований вимірювальний генератор або перестроюваний генератор і частотомір. Відносна похибка вимірювання ширини смуги пропускання (відповідно і добротності) при використанні цього методу пов'язана з відносною похибкою установки і відліку частоти співвідношенням [32]:

$$\left. \frac{\delta Q_H}{Q_H} \right|_{f_\Gamma} \cong \frac{\delta f_\Gamma}{f_\Gamma} \frac{f_p}{2\Delta f_p} = Q_H \frac{\delta f_\Gamma}{f_\Gamma}. \quad (2.3)$$

Таким чином відносна похибка вимірювання добротності в Q_H разів більше відносної похибки встановлення частоти генератора. Звідси ясно, що до стабільності частоти генератора і точності установки її номінального значення при вимірюванні високих добротностей (відповідно і при вимірюванні зсувів резонансної частоти) пред'являються дуже жорсткі вимоги.

Крім того, існує додаткова похибка, що пов'язана з неточністю установки або відліку рівнів, на яких вимірюються резонансна частота та смуга пропускання. Рівняння резонансної кривої коливального контуру зазвичай записується в наступному вигляді [32, 59, 61]

$$k = \frac{1}{\sqrt{1+a^2}}, \quad (2.4)$$

де $a = Q_H (f/f_p - f_p/f) \approx 2\Delta f Q_H / f_p$ – узагальнене розлаштування;

f – частота вимірювального генератора;

Δf – відхилення частоти вимірювального генератора f від резонансної частоти f_p .

Мінімально виявлені зсуви резонансної частоти та зміни частот, пов'язані з рівнями, на яких вимірюється смуга пропускання, не можуть бути, по-перше, менше абсолютної нестабільності частоти вимірювального генератора за час вимірювання та, по-друге, додаткова похибка буде пов'язана з точністю визначення відповідних рівнів сигналів (максимуму при прохідній схемі включення РВП або мінімуму при включенні РВП по відбивної схемі, а також $k = 0,707$ по амплітуді або $k^2 = 0,5$ за потужністю вихідного сигналу).

Мінімальний визначаємий зсув частоти $\Delta f_{\text{взм}}$ для сигналу, що проходить через резонатор, з урахуванням співвідношення (2.4) для прохідної схеми визначається за формулою:

$$\Delta f_{\text{взм}_{\text{min}}} = \frac{f_{\text{взм}} \cdot \delta f_{\Gamma}}{f_{\Gamma}} + \frac{f_{\text{взм}}}{2Q_{\text{н}}} \frac{\delta k}{k^2 \sqrt{1 - k^2}}, \quad (2.5)$$

а відносна похибка вимірювання зсуву частоти:

$$\frac{\delta(\Delta f_{\text{взм}})}{\Delta f_{\text{взм}}} = \frac{\delta f_{\Gamma}}{\Delta f_{\text{взм}}} \frac{f_{\text{взм}}}{f_{\Gamma}} + \frac{1}{1 - k^2} \frac{\delta k}{k}. \quad (2.6)$$

Таким чином, якість вимірювальних схем, що призначені для вимірювання значень резонансної частоти та добротності РВП або їх варіацій, визначатиметься стабільністю частоти вимірювального сигналу за час вимірювання, точністю вимірювання відповідного значення частоти і, найголовніше (див. (2.5), (2.6)), точністю визначення рівнів сигналів, при яких виконується вимірювання частоти (при $\alpha \approx 0$ та α , що має деяке кінцеве значення, наприклад, $\alpha = 1$).

У свою чергу, похибка визначення відповідних рівнів сигналів визначатиметься похибками методик та похибками використовуваних перетворюючих і вимірювальних приладів.

Розглянемо можливості мікрохвильових систем формування сигналів вимірювальної інформації РВП, розділивши їх умовно на три групи: системи, які використовують немодульований сигнал (але перебудовані за частотою) – прямі методи, модуляційні вимірювальні системи і системи, в яких використовуються пристрої автопідстроювання [62–65].

2.2 Системи реєстрації з немодульованими сигналами

Функціональні схеми прямих методів вимірювання параметрів РВП наведено на рис. 2.1. На рис. 2.1,а представлена прохідна схема включення РВП, а на рис. 2.1,б – схема відбивного включення.

Сигнал вимірювального генератора 1 через розв'язувальний пристрій, (вентиль 2 або циркулятор 8) подається на вхід РВП 3. Сигнал з виходу РВП або відбитий від нього надходить на детектор 4. При перебудові частоти вимірювального генератора 1 по сигналу на виході амплітудного детектора 4 визначають момент вимірювання частотоміром 7 значення резонансної частоти (по максимуму сигналу при прохідній схемі і мінімуму сигналу при відбивному включенні) і граничних частот смуги пропускання (на рівні 0,5 або 0,707 від максимального значення сигналу). Підсилювач-вимірювач 5 використовується для посилення і подальшого вимірювання сигналів, що отримані з виходу детектора, а пристрій контролю і управління 6 забезпечує синхронізацію проведених вимірювань, а при необхідності і попередню їх обробку.

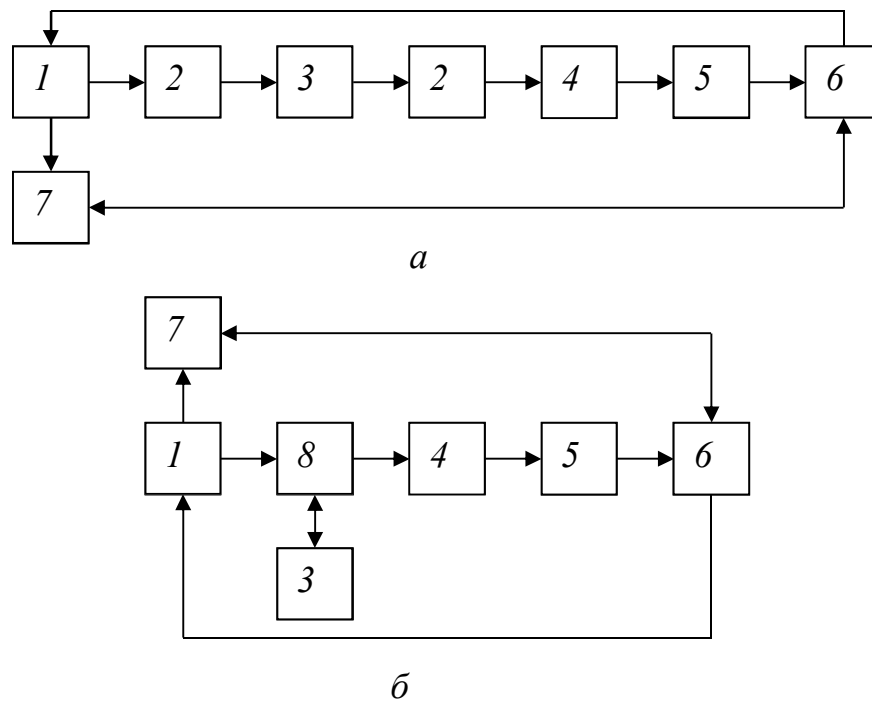


Рисунок 2.1 Функціональні схеми прямих методів вимірювання параметрів РВП:

а – прохідна схема включення; б – відбивна схема включення

1 – вимірювальний генератор; 2 – феритові вентиля; 3 – РВП; 4 – детектор;
5 – підсилювач-вимірювач вихідного сигналу; 6 – пристрій контролю і керування; 7 – частотомір; 8 – феритовий циркулятор

Напруга сигналу на детекторі може бути представлена співвідношенням [63]

$$U_{\text{д}} = P_{\text{Г}} \cdot K_{\text{с}} \cdot K_{\text{р}}^{\frac{n}{2}} \cdot S_{\text{д}} \cdot R_{\text{д}}, \quad (2.7)$$

де $P_{\text{Г}}$ – потужність вимірювального НВЧ генератора;

$K_{\text{с}}$ – коефіцієнт передачі узгоджувальних пристроїв;

$K_{\text{р}}$ – коефіцієнт передачі резонансного вимірювального перетворювача;

$S_{\text{д}}$ – коефіцієнт перетворення (чутливість) детектора;

$R_{\text{д}}$ – опір детекторного діода в робочій точці ;

n – ступінь нелінійності характеристики детектора в робочій точці.

Чутливість діода без урахування шумів при його узгодженому включенні в НВЧ тракт в загальному випадку може бути визначена за формулою [66]:

$$S_n = \frac{e}{2nkT} \frac{1}{[1 + (r/R)]^2} \frac{1}{1 + [\omega^2 C^2 r R^2 / (r + R)]}, \quad (2.8)$$

де e – заряд електрона;

n – постійна, трохи більша одиниці;

k – стала Больцмана;

T – абсолютна температура;

C і R – нелінійні ємність і опір р-п переходу;

r – опір об'єму напівпровідника;

ω – робоча частота

Узагальненим параметром детекторних діодів є добротність M , яка характеризує їх чутливість при детектуванні слабких сигналів. Цей параметр пов'язаний з параметрами діода і підсилювача наступним співвідношенням [67]:

$$M = \frac{S_d \cdot R_{\text{вих}}}{\sqrt{t_{\text{ш}} \cdot R_{\text{вих}} + R_{\text{ш}}}}, \quad (2.9)$$

де $R_{\text{вих}}$ – опір діода в робочій точці (диференціальний опір), зазвичай має максимальне значення при струмі зміщення порядку декількох десятків мкА ;

$t_{\text{ш}}$ – шумове відношення або відносна шумова температура;

$R_{\text{ш}}$ – еквівалентний шумовий опір підсилювача (у розрахунках зазвичай дорівнює 10^3 Ом).

Величина M зазвичай лежить в межах 35...40, рідше ~ 80 , для найкращих діодів ≥ 100 [67]. Шумове відношення або відносна шумова

температура $t_{ш}$ являє собою безрозмірну величину відношення потужності шумів на виході діода в робочому режимі і заданій смузі частот до потужності теплових шумів активного опору, що дорівнює опору діода в робочій точці, в тому ж діапазоні частот і однакої температурі навколишнього середовища. Залежність відносної шумової температури від частоти для діода на основі GaAs наведена на рис. 2.2 [66].

Співвідношення (2.9) дає можливість при відомих значеннях відповідних параметрів оцінювати мінімальні величини виміряних сигналів з урахуванням шумових характеристик діода і підсилювача.

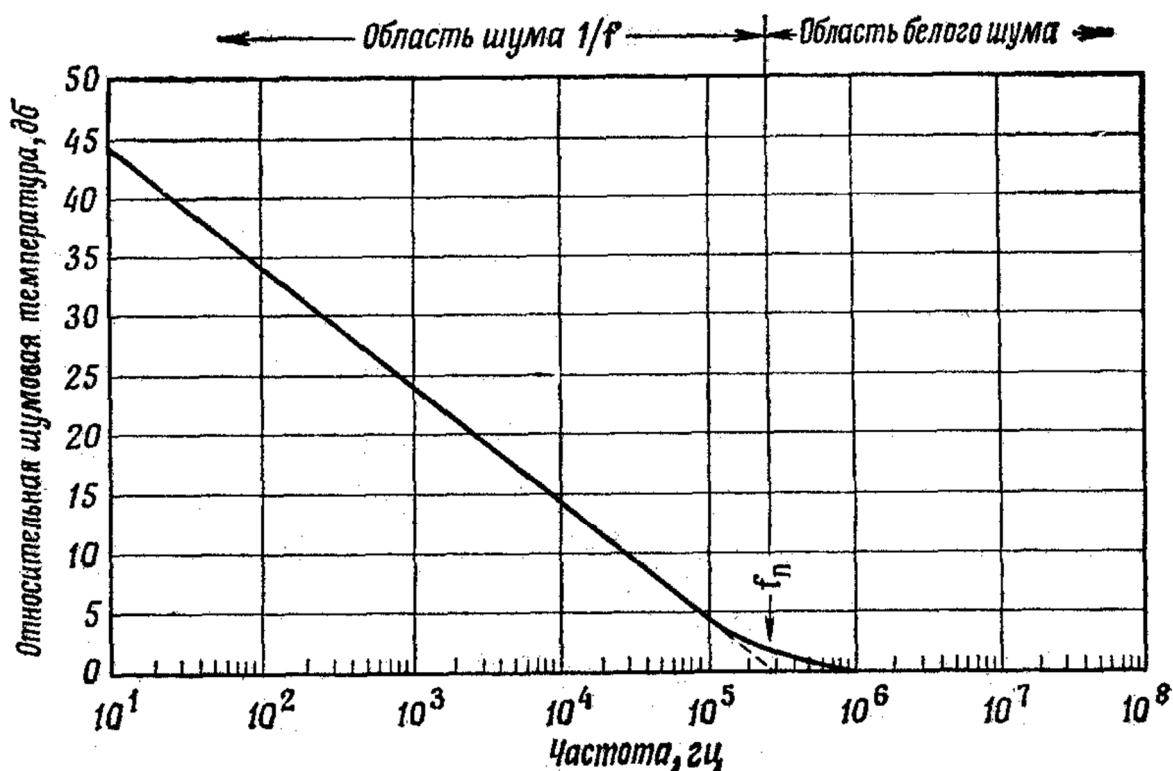


Рисунок 2.2 Спектр шуму детекторного діода

Діодні шуми можуть бути, як правило, розділені на два компоненти: одна частина, незалежна від частоти (білий шум) і породжувана дробовими і тепловими шумами, й інша частина, яка залежить від частоти (флікер-шум). Номінальна потужність шумів, яка надходить з діода, може бути виражена у вигляді [66]:

$$P_{ш.д.} = \left(t_p + \frac{f_{гр} I}{f} \right) k_{ТВ}, \quad (2.10)$$

де $t_p k_{ТВ}$ – постійний член, який представляє дробовий та тепловий шуми;

$f_{гр}$ – гранична частота, нижче якої помітний флікер-шум ;

I – струм зсуву діода ;

B – смуга пропускання вимірювальної системи .

Компонента білого шуму зазвичай не так важлива в детекторах, як частотнозалежна компонента $f_{гр}/f$, яка недостатньо добре досліджена. Експериментально ці шуми виявлені на частотах аж до десятків мегагерц, і їх облік важливий для більшості застосувань детекторів малих сигналів. Деякого зменшення потужності шумів можна досягти зменшенням смуги пропускання B вимірювальної системи.

Співвідношення (2.10) може бути використано для оцінки граничної чутливості детектора, тобто для оцінки мінімальної зміни вимірюваного сигналу, який може бути виявлений на фоні власних шумів детекторного діода.

Аналогічно, для відбивного включення РВП (рис. 2.1,б) можна записати [64]:

$$U_{д} = P_{Г} \cdot K_{с} \cdot S_{д} \cdot R_{д} \cdot \left(\frac{a^2}{1+a^2} \right) + P_{Г} \cdot K_{розв} \cdot S_{д} \cdot R_{д} \quad (2.11)$$

де $K_{розв}$ – коефіцієнт розв'язки циркулятора (зазвичай, не менше 20 дБ [68], що відповідає $K_{розв} \sim 0,01$).

Залежність коефіцієнта передачі РВП при відбивному включенні від відносної розладу a можна записати у вигляді

$$R_p = r_A^2 = \frac{a^2}{1 + a^2}, \quad (2.12)$$

де r – нормоване значення амплітуди сигналу, відбитого від резонатора, то з його допомогою можна отримати співвідношення для мінімальних вимірних зсувів частот і похибок:

$$\Delta f_{\text{ВИМ}_{\min}} = \frac{f_{\text{ВИМ}} \delta f_{\Gamma}}{f_{\Gamma}} + \frac{f_{\text{ВИМ}}}{Q_H} \frac{\delta r_A}{(1 - r_A^2)^{3/2}}, \quad (2.13)$$

$$\frac{\delta(\Delta f_{\text{ВИМ}})}{\Delta f_{\text{ВИМ}}} = \frac{\delta f_{\Gamma}}{\Delta f_{\text{ВИМ}}} \frac{f_{\text{ВИМ}}}{f_{\Gamma}} + \frac{f_{\text{ВИМ}}}{Q_H \Delta f_{\text{ВИМ}}} \frac{1}{1 - r_A^2} \frac{\delta r_A^2}{r_A^2}. \quad (2.14)$$

Аналіз виразів (2.5), (2.6) і (2.13), (2.14) показує, що з ростом добротності Q_H і чутливості при вимірюванні амплітуд сигналів δk і δr_A зменшуватиметься мінімально дозволена величина зміни значення вимірної частоти і похибка при її визначенні.

Зі співвідношень (2.7) і (2.11) видно, що амплітуди продетектованих сигналів в розглянутих системах вимірювання можуть мати досить великі значення в порівнянні з власними шумами діодів (2.10), похибка вимірювання змін δQ_H і δf_p визначатиметься співвідношеннями (2.2), (2.3), (2.5), (2.6) і (2.13), (2.14), а також можливостями наступною після детектора вимірювальної апаратури з виділення варіацій амплітуди вимірюваного сигналу.

Крім того, необхідно врахувати, що чутливість детекторів слабких сигналів визначається не тільки шумовими властивостями діода і втратами за рахунок наявності паразитних параметрів, але й умовами узгодження, струмовою чутливістю діода, вихідним імпедансом діода, вхідним імпедансом наступного за детектором підсилювача, шумовими параметрами цього підсилювача і необхідною шириною смуги сигналу, що детектується.

Проблема узгодження імпедансів порівняно проста, оскільки пряме зміщення зменшує НВЧ імпеданс діода до величин, близьких до тих, які необхідні для узгодження з типовими детекторними колами. Конкретні оптимальні умови залежать від даного діода і НВЧ кола.

Струмова чутливість описується виразом (2.8). Варіації C , R і (меншою мірою) r із зміною зсуву обмежують досяжні величини $S_{\text{дет}}$ в межах від 1 до 15 мкА/мкВт. Найбільші величини досягаються при режимі зсуву з прямим струмом від 10 до 100 мкА [57, 58]. Оскільки при наявності прямого зсуву зменшується вихідний імпеданс, може бути досягнута більша широкосмуговість, ніж в режимі без зовнішнього зсуву. Оптимальна величина зсуву залежить від ряду факторів. Крім втрат, що пов'язані з паразитними параметрами діода, слід враховувати шуми $1/f$ (див. рис.1.14). Надмірний шум діода зростає із збільшенням зсуву (2.10). Отже, необхідно враховувати загальний вплив зсуву на чутливість детектора. Оптимальний зсув для конкретної частоти і застосовуваного підсилювача зазвичай шукають експериментально.

Таким чином, основною перевагою прямих методів вимірювання є їх схемотехнічна простота і можливість роботи з досить великими рівнями сигналів (за винятком режиму вимірювання резонансної частоти і її зсувів в відбивній схемі включення РВП). У той же час, для забезпечення високої точності і чутливості в таких схемах необхідне застосування високостабільних вимірювальних НВЧ генераторів, що перебудовуються і високочутливих малOSHумлячих вимірників амплітуд сигналів з виходу детекторів НВЧ. Деяке підвищення чутливості може бути досягнуто за рахунок перенесення інформаційного сигналу на проміжну частоту за допомогою високостабільного гетеродина з наступним його вузькосмуговим посиленням і детектуванням.

Проте, в цьому випадку з'являються додаткові вимоги до гетеродина (стабільність частоти, власні шуми), змішувальному діоду (коефіцієнт

перетворення, шуми) , підсилювача проміжної частоти (смуга пропускання, коефіцієнт посилення, власні шуми) і ускладнюється вимірювальна схема.

2.3 Модуляційні вимірювальні системи

Як було показано вище, основну похибку при вимірюваннях інформаційних параметрів РВП вносять похибки, що пов'язані з неточністю вимірювання рівнів сигналів в певних точках резонансної кривої (f_p , $\Delta f_{0,5}$, $\Delta f_{0,707}$). Вони залежать, по-перше, від чутливості використовуваної вимірювальної апаратури і обмежуються власними шумами системи вимірювання, а, по-друге, від точності фіксації моментів вимірювання (точок резонансної кривої).

Модуляційні схеми вимірювання дають можливість значно знизити ці похибки (у цьому випадку мова йде не про модуляції параметрів досліджуваного матеріалу, а про модуляції параметрів вимірювальних сигналів). Сутність модуляційних методів полягає у використанні перетворених властивостей амплітудно-частотних характеристик (АЧХ) резонаторів. Основна увага при цьому відводиться процесам перетворення змін частоти вхідного сигналу в зміни амплітуди вихідного (частотне детектування) [62, 63].

На рис. 2.3,а наведені нормовані АЧХ резонаторів при прохідному і відбивному ($\beta = 1$) включенні, а на рис.2.3,б – їх похідні.

З наведених графіків видно, що на резонансних кривих можна знайти точки, які відповідають максимальній крутизні перетворення частотних змін в амплітудні.

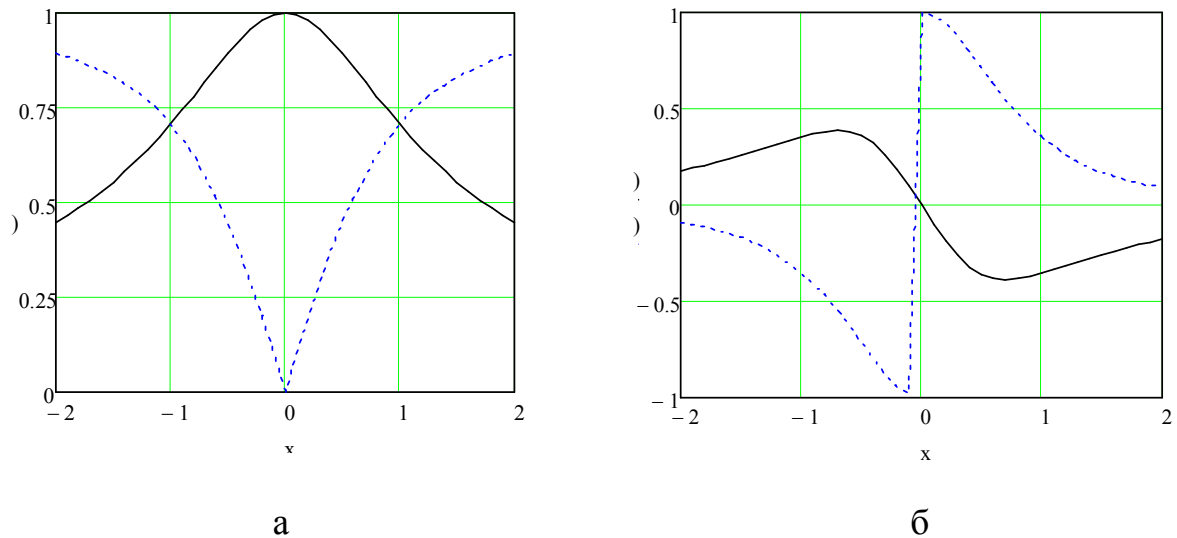


Рисунок 2.3 Нормовані АЧХ резонаторів (а) та їх похідні (б): суцільні лінії відповідають прохідному включенню, пунктирні – відбивному

Одночасне вимірювання зсуву резонансної частоти і зміни добротності може бути реалізовано за допомогою методу, в якому використовується аналіз форми ЧМ сигналу, який пройшов через резонатор [32, 59–60]. Якщо частота генератора змінюється за законом $\omega_r = \omega_0 + \Delta\omega_d \cos\Omega t$, то огинаюча сигналу на виході резонатора має форму, що показана на рис. 2.4,б.

При цьому її частота дорівнює 2Ω . Якщо резонансна частота змінюється, то разом з частотою 2Ω з'являється перша гармоніка напруги Ω , що модулює, причому її питома вага тим більше, ніж більше відхилення несучої від значення резонансної частоти. Залежність амплітуди першої гармоніки від розстроювання $\Delta\omega$ досягає максимальної крутості поблизу точки $\Delta\omega \approx \pm\Delta\omega_0$, а другої гармоніки – при $\Delta\omega = 0$ (при $\Delta\omega = 0$ амплітуда першої гармоніки дорівнює нулю). Цей ефект може бути використаний при вимірюванні відхилення резонансної частоти резонатора від початкової, якщо відома закономірність зв'язку між амплітудою гармонійних складових і величиною відхилення.

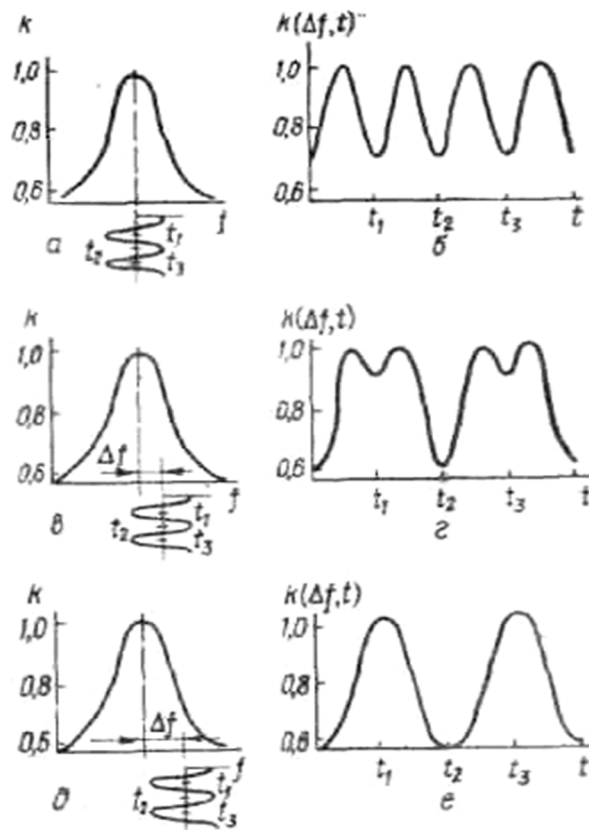


Рисунок 2.4 – Зміна амплітуди ЧМ сигналу, продетектованого на виході резонансного перетворювача: а, б – $\Delta f = 0$; в, г – $\Delta f = \Delta f_0 / 2$; д, е – $\Delta f \approx \Delta f_0$

Функціональна схема пристрою, який реалізує даний метод, практично не відрізняється від схем, наведених на рис.2.1, додаються лише низькочастотний генератор звукових частот для додаткової ЧМ вимірювального НВЧ генератора і селективний підсилювач на виході детектора. З графіків, наведених на рис. 2.4, видно, що для прохідного включення РВП за допомогою похідної від виразу для коефіцієнта передачі можна виділити точки, які відповідають максимальному коефіцієнту перетворення ЧМ сигналу в АМ сигнал на схилі резонансної характеристики.

Для відбивного включення виділити такі точки досить складно, оскільки максимальне перетворення ЧМ в АМ реалізовуватиметься поблизу резонансу, де, до того ж, інформаційні сигнали мають малу амплітуду.

У загальному випадку однотональний ЧМ сигнал можна записати за допомогою наступного виразу [34]:

$$s_{\text{ЧМ}}(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + m \sin(\Omega t + \Phi_0) + \varphi_0],$$

де A_0 – амплітуда сигналу;

ω_0 – частота модулюючого сигналу;

Ω – частота сигналу, що модулює;

$m = \Delta\omega_d / \Omega$ – індекс частотної модуляції;

$\Delta\omega_d$ – девіація частоти;

Φ_0, φ_0 – початкові фази відповідних сигналів.

При $\Phi_0 = \varphi_0 = 0$:

$$s_{\text{ЧМ}}(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + m \sin \Omega t) \quad (2.15)$$

або при розкладанні в ряд Фур'є:

$$s_{\text{ЧМ}}(t) = A_0 \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(m) \cos(\omega_0 + k\Omega)t, \quad (2.16)$$

де $J_k(m)$ – функція Бесселя першого роду від аргументу m ;

$$J_{-k}(m) = (-1)^k J_k(m).$$

Для ЧМ сигналу, котрий пройшов через резонатор або відбитого від нього можна записати:

$$s_{\text{пр}}^*(t) = T_{\text{рА}} \cdot s_{\text{ЧМ}}(t); \quad s_{\text{отр}}^*(t) = R_{\text{рА}} \cdot s_{\text{ЧМ}}(t), \quad (2.17)$$

де $T_{\text{рА}}, R_{\text{рА}}$ – коефіцієнти передачі та відображення резонаторів по амплітуді.

Для коефіцієнтів передачі та відбиття резонатора за потужністю з урахуванням значень коефіцієнтів зв'язку виразів (2.4) і (2.5) – (2.7) можна записати в наступному вигляді [41]:

$$T_p = \frac{4\beta_1\beta_2}{(1+\beta_1+\beta_2)^2} \cdot \frac{1}{\left[1 + Q_i^2 \left(\frac{2d\omega}{\omega_0}\right)^2\right]}, \quad (2.18)$$

$$R_p = 1 - \frac{4\beta_1(1+\beta_2)}{(1+\beta_1+\beta_2)^2} \cdot \frac{1}{\left[1 + Q_i^2 \left(\frac{2d\omega}{\omega_0}\right)^2\right]}, \quad (2.19)$$

де β_1, β_2 – коефіцієнти зв'язку;

Q_H – навантажена добротність резонатора;

ω_0 – значення резонансної частоти;

$d\omega$ – розстроювання частоти сигналу відносно резонансної частоти.

Для відбивного включення резонатора з одним елементом зв'язку можна записати:

$$R_p = 1 - \frac{4\beta}{(1+\beta)^2} \cdot \frac{1}{\left[1 + Q_H^2 \left(\frac{2d\omega}{\omega_0}\right)^2\right]} = \frac{(1-\beta)^2 + (1+\beta)^2 Q_H^2 \left(\frac{2d\omega}{\omega_0}\right)^2}{(1+\beta)^2 \left[1 + Q_H^2 \left(\frac{2d\omega}{\omega_0}\right)^2\right]} \quad (2.20)$$

При $\beta = 1$:

$$R_p = \frac{Q_H^2 \left(\frac{2d\omega}{\omega_0}\right)^2}{1 + Q_H^2 \left(\frac{2d\omega}{\omega_0}\right)^2}. \quad (2.21)$$

Оскільки $Q_n = \omega_0 / 2\Delta\omega_0$ ($\Delta\omega_0$ – напівширина смуги пропускання резонатора), то можна записати $Q_n^2 (2d\omega/\omega_0)^2 = (d\omega/\Delta\omega_0)^2 = x^2$ (x – узагальнене розстроювання). Відповідно

$$f_{np}(x) \cong \frac{1}{1+x^2}, \quad f_{отр}(x) \cong \frac{x^2}{1+x^2}. \quad (2.22)$$

З урахуванням (2.14), (2.17), (2.18) і (2.21) можна для нормованої потужності ЧМ сигналу, який пройшов через резонатор або відбитого від нього, записати:

$$s_{np}^*(t) = \frac{1}{1 + \left(\frac{\Delta\omega \cos \Omega t}{\Delta\omega_0} \right)^2} \cdot \cos^2(\omega_0 t + m \sin \Omega t) \quad (2.23)$$

$$s_{отр}^*(t) = \frac{1}{1 + \left(\frac{\Delta\omega \cos \Omega t}{\Delta\omega_0} \right)^2} \cdot \left(\frac{\Delta\omega \cos \Omega t}{\Delta\omega_0} \right)^2 \cdot \cos^2(\omega_0 t + m \sin \Omega t) \quad (2.24)$$

Співвідношення (2.23) і (2.24) можуть бути використані для випадку, коли центральна частота ЧМ сигналу дорівнює резонансній частоті резонатора.

Беручи $\Omega, \Delta\omega \ll \Delta\omega_0$, розкладаючи відповідні множники виразів (2.23) і (2.24) в ряд, нехтуючи членами вищого порядку малості з урахуванням (2.21) можна отримати такі співвідношення:

$$s_{np}^*(t) \cong \left[1 - \left(\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_0} \cos \Omega t \right)^2 \right] \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k^2(m) \cos^2(\omega_0 + k\Omega)t \quad (2.25)$$

$$s_{i\delta\delta}^*(t) \cong \left[1 - \left(\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_0} \cos\Omega t \right)^2 \right] \cdot \left(\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_0} \cos\Omega t \right)^2 \cdot J_k^2(m) \cdot \cos^2(\omega_0 + k\Omega)t. \quad (2.26)$$

Таким чином, фіксація зсуву резонансної частоти резонатора може бути зроблена:

– безпосереднім вимірюванням її значення при максимумі сигналу, який пройшов через резонатор (прохідний резонатор):

$$s_{np}^*(t) \cong \left[1 - \left(\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_0} \cos\Omega t \right)^2 \right] \cdot J_0^2(m) \cdot \cos^2(\omega_0 t), \quad (2.27)$$

або мінімумі відбитого сигналу (відбивний резонатор):

$$s_{i\delta\delta}^*(t) \cong \left[1 - \left(\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_0} \cos\Omega t \right)^2 \right] \cdot \left(\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_0} \cos\Omega t \right)^2 \cdot J_0^2(m) \cdot \cos^2(\omega_0 t); \quad (2.28)$$

– безпосереднім виміром при максимальному значенні сигналу подвоєної частоти модуляції:

для прохідного резонатора з урахуванням (2.7) і (2.27):

$$U_{np} = \frac{P_r \cdot K_c \cdot S_d \cdot R_d \cdot \beta_1 \cdot \beta_2}{(1 + \beta_1 + \beta_2)^2} \cdot \left(\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega} \right)^2 \cdot J_0(m) \quad (2.29)$$

для відбивного включення резонатора з урахуванням (2.11) і (2.28):

$$U_{отр} = P_r \cdot K_c \cdot S_d \cdot R_d \cdot \left(\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega} \right)^2 \cdot J_0^2(m) \quad (2.30)$$

– фіксацією величини зсуву максимального сигналу подвоєної частоти модуляції, пропорційної зсуву резонансної частоти.

Кращим є третій варіант, оскільки при його використанні немає необхідності в постійному вимірюванні значення надвисокої частоти і обчисленні її зсуву, а досить лише знання її початкового значення. Однак для цього необхідно провести додатковий аналіз характеру зміни сигналу при відхиленні його частоти від резонансної частоти резонатора.

Проведення додаткового аналізу необхідно також і для визначення методу вимірювання змін добротності вимірювального резонатора.

Співвідношення для сигналів у цьому випадку можна переписати таким чином:

$$s_{np}^*(t) = \frac{1}{1 + \left(\frac{\Delta\omega_{\bar{a}} + \Delta\omega \cos \Omega t}{\Delta\omega_0} \right)^2} \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k^2(m) \cdot \cos^2(\omega_0 + k\Omega)t \quad (2.31)$$

$$s_{i\delta\delta}^*(t) = \frac{1}{1 + \left(\frac{\Delta\omega_{\bar{a}} + \Delta\omega \cos \Omega t}{\Delta\omega_0} \right)^2} \cdot \left(\frac{\Delta\omega_{\bar{a}} + \Delta\omega \cos \Omega t}{\Delta\omega_0} \right)^2 \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k^2(m) \cdot \cos^2(\omega_0 + k\Omega)t, \quad (2.32)$$

де $\Delta\omega_r$ – деякий фіксований зсув частоти вимірювального генератора відносно резонансної частоти РВП.

При $\Delta\omega_r > \Delta\omega$ резонатор виступає в ролі частотного детектора, який перетворює зміни частоти в зміни амплітуди. Величина коефіцієнта перетворення буде при цьому визначатися крутизною скатів амплітудно-частотної характеристики резонатора і буде, як показано вище, максимальною при $\Delta\omega_r = \Delta\omega_0$.

Нормоване значення коефіцієнта перетворення можна знайти з наступних виразів:

$$K_{\text{пр}}(x) = f_{\text{пр}}(x) \cdot \frac{df_{\text{пр}}(x)}{dx}; \quad K_{\text{від}}(x) = f_{\text{від}}(x) \cdot \frac{df_{\text{від}}(x)}{dx}. \quad (2.33)$$

На рис. 2.5 наведені графіки відповідних функцій.

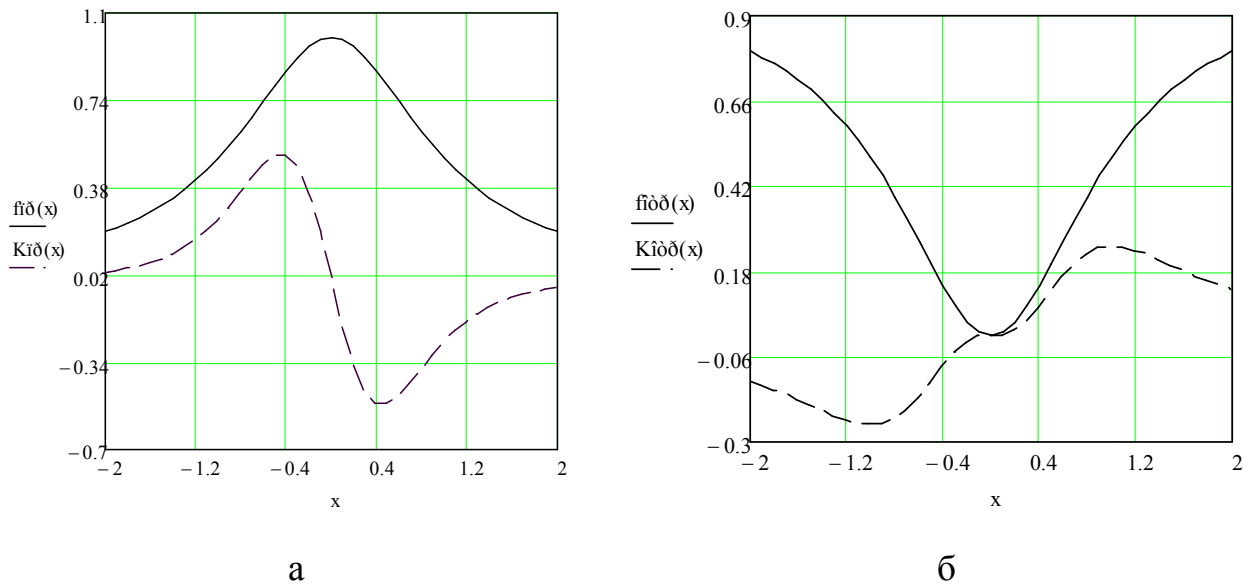


Рисунок 2.5 Залежності передавальних (суцільні лінії) і похідних (пунктирні лінії) передавальних функцій резонатора при прохідному (а) і відбивному (б) включенні

Для максимального сигналу на частоті модуляції на виході детектора можна записати :

$$U_{\text{пр}} \cong \left| \frac{P_r \cdot K_c \cdot S_d \cdot R_d \cdot \beta_1 \cdot \beta_2}{(1 + \beta_1 + \beta_2)^2} \cdot \frac{2}{\left[1 + \left(1 + \frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_0} \right)^2 \right]^3} \cdot \left(1 + \frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_0} \right) \cdot J_0^2(m) \right|, \quad (2.34)$$

$$U_{\text{пр}} \cong \frac{P_r \cdot K_c \cdot S_d \cdot R_d}{\left[1 + \left(1 + \frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_0}\right)^2\right]^3} \cdot \left(1 + \frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_0}\right)^3 \cdot J_0^2(m). \quad (2.35)$$

З урахуванням $\Delta\omega \ll \Delta\omega_0$ з (2.34) і (2.35) можна отримати, що максимальне значення амплітуди сигналу моделюючої частоти на детекторі буде пропорційно відношенню $(\Delta\omega/\Delta\omega_0)$, а відношення змінної складової на частоті Ω до постійної складової, що виконує роль зсуву на детекторі, буде також пропорційно цій величині. У свою чергу величина постійної складової сигналу буде головним чином визначатися потужністю використовуваного вимірювального генератора і повинна регулюватися для того, щоб постійний струм зсуву на детекторному діоді не перевищував оптимальне значення в кілька десятків мкА.

Виходячи з усього, розглянутого вище, можна обґрунтувати вибір параметрів ЧМ сигналу і принципів побудови вимірювальних схем.

Оскільки діапазон робочих частот лежить в області десятків гігагерц, то найбільш придатними вимірювальними коливальними системами є об'ємні резонатори, які зазвичай мають добротності $10^3 \dots 10^4$. Якщо ставиться задача створення вимірювальної установки, яка працює в широкому діапазоні частот без заміни вимірювального резонатора, то найбільш придатними є п-чвертьхвильові коаксіальні або спіральні резонатори, що збуджуються на відповідних чвертьхвильових резонансах. До того ж при такій конструкції резонатора простіше забезпечити з'єднання з мікрозондом.

Для впевненої фіксації положення сигналу на резонансній кривій необхідно, щоб зміни частоти сигналу вимірювального генератора при ЧМ знаходилися в межах порядку 0,01 від смуги пропускання резонатора, тобто девіація частоти при обраному типі резонаторів при добротності $\sim 10^4$ повинна лежати в межах від 10 до 100 кГц. Причому, чим менше буде це значення, тим точніше буде фіксація положення сигналу на резонансній

кривій і менше похибка при визначенні зміни величини смуги пропускання і, відповідно, зміни добротності.

З іншого боку, мале значення девіації частоти може привести до дуже малої амплітуди сигналу подвоєної модулюючої частоти при визначенні частоти резонансу (2.29), (2.30). Отже, девіація частоти повинна представляти величину від одиниць до десятків кГц. У той же час для забезпечення прийнятних значень сигналу подвоєної частоти модуляції і очищення спектра ЧМ сигналу від гармонік модулюючої частоти необхідно, щоб значення $J_0(m)$ в (2.29), (2.30), (2.34) і (2.35) також були досить великими. Це можливо при $m \leq 1$. Таким чином, частота модуляції сигналу повинна вибиратися більшою девіації частоти $\Omega \approx (1...5) \Delta\omega_d$.

Підставляючи відповідні значення у формули (2.29), (2.30), (2.34) і (2.35) можна отримати оціночні числові значення для сигналів на виході детекторів. Наприклад, за умови оптимального значення струму зсуву на детекторі, обумовленого постійною складовою НВЧ сигналу, порядку декількох десятків мкА, величина струмів, які відповідають максимальному значенню сигналу на частоті 2Ω буде в $10^3...10^5$, а для максимального сигналу на частоті Ω в $10^2...10^3$ раз менше. Однак, при цьому також необхідно враховувати, що зсув, обумовлений наявністю постійної немодульованої складової НВЧ сигналу, буде змінюватися в залежності від налаштування на резонанс або боковий скат АЧХ резонатора (див. (2.27), (2.28) з урахуванням (2.7) і (2.11); (2.34), (2.35).

Таким чином, перевагою модуляційних схем є можливість більш точної фіксації настройки на резонансну частоту і відповідні бокові частоти, а також можливість посилення інформаційних сигналів на проміжних частотах і зниження за рахунок цього шумів вимірювальної схеми.

Однак інформаційні сигнали в таких схемах при підвищених вимогах до точності вимірювань малі і вимагають додаткового посилення.

Крім того, як і у випадку з прямими методами, в модуляційних схемах також необхідний високостабільний з можливістю низькочастотної ЧМ вимірювальний НВЧ генератор, що перебудовується.

2.4 Вимірювальні системи з автопідстроюванням частоти

Одним з можливих рішень вимірювальної системи, які дозволяють знизити вимоги до вимірювального НВЧ генератора, може бути система вимірювання на основі пристрою автогенераторного типу, в якій РВП включається в коло зворотного зв'язку НВЧ підсилувача або є складовою частиною коливального контуру НВЧ генератора. У такому пристрої стабільність частоти визначатиметься характеристиками вимірювального резонатора, а зміна генеруємої частоти буде пов'язана зі зміною його резонансної частоти. Така система дуже зручна для вимірювання зсувів резонансної частоти, однак не може бути використана для відстеження значних зсувів частоти, так як при цьому необхідно вводити додаткові елементи в схему (перебудовувані атенюатори і фазообертачі) і робити їх додаткове підстроювання. Крім того, в автогенераторних схемах досить складно реалізувати вимірювання добротностей менше 10^5 [32].

Системи автопідстроювання частоти з використанням НВЧ дискримінаторів на основі об'ємних резонаторів [69], в якості яких можуть бути використані резонансні вимірювальні перетворювачі, представляються досить перспективними для створення на їх основі систем формування інформаційних сигналів δf_p і δQ_n .

В локальній мікрохвильовій діагностиці на основі резонаторних мікрозондів сигнали сканування формуються з фундаментальних сигналів вимірювальної інформації РВП, що проявляється через зміни його добротності δQ і резонансної частоти δf при скануванні об'єкта.

Для цього використовуються різні схеми включення РВП в НВЧ тракт (на прохід або відбиття), а також різні способи виділення зазначених змін.

У ході виконання роботи були апробовані 3 можливих варіанти формування сигналів сканування, які розрізняються функціонуванням НВЧ пристрою ЛМД і післядетекторною обробкою [64].

Перший варіант, функціональна схема якого представлена на рис. 2.6, носить назву НВЧ система ЛМД на основі генератора з АПЧ по РВП. Він використовується в багатьох розробках ЛМД з резонаторним микрозондом [13, 61, 70]. Однак у цих роботах практично відсутня теоретична оцінка його граничних можливостей і розрахункові співвідношення для градуювальних характеристик. Доцільно заповнити цю прогалину в цьому традиційному варіанті.

Формування сигналів сканування у відповідності зі схемою рис.2.6 відбувається наступним чином.

В якості НВЧ генератора в ЛМД використовується твердотільний генератор з можливістю електричної перебудови і модуляцією частоти, який охоплений системою автоматичної її настройки на резонансну частоту РВП модуляційного типу (виділена на схемі пунктирною лінією) [69, 71].

Працює розглянута система АПЧ таким чином. Від генератора модулюючої частоти 8 напруга подається на елемент, який керує частотою стабілізованого генератора НВЧ 1 для здійснення неглибокої частотної модуляції. Частотно-модульований сигнал через погоджувальний пристрій – феритовий вентиль 3 поступає в резонатор 4, на виході якого через феритовий вентиль включений детектор 5. Після детектора сигнал посилюється в підсилювачі модулюючої частоти 6 і надходить на фазовий детектор 7, куди як опорна напруга подається напруга від генератора модулюючої частоти.

При середній частоті генератора, що дорівнює резонансній частоті резонатора, напруга помилки на виході детектора відсутня. Чим більше різниця частот генератора і резонатора (поблизу f_0), тим більше амплітуда напруги модулюючої частоти. При збільшенні Δf змінна напруга досягає

максимуму, а потім зменшується. Фаза напруги проміжної частоти залежить від знака Δf .

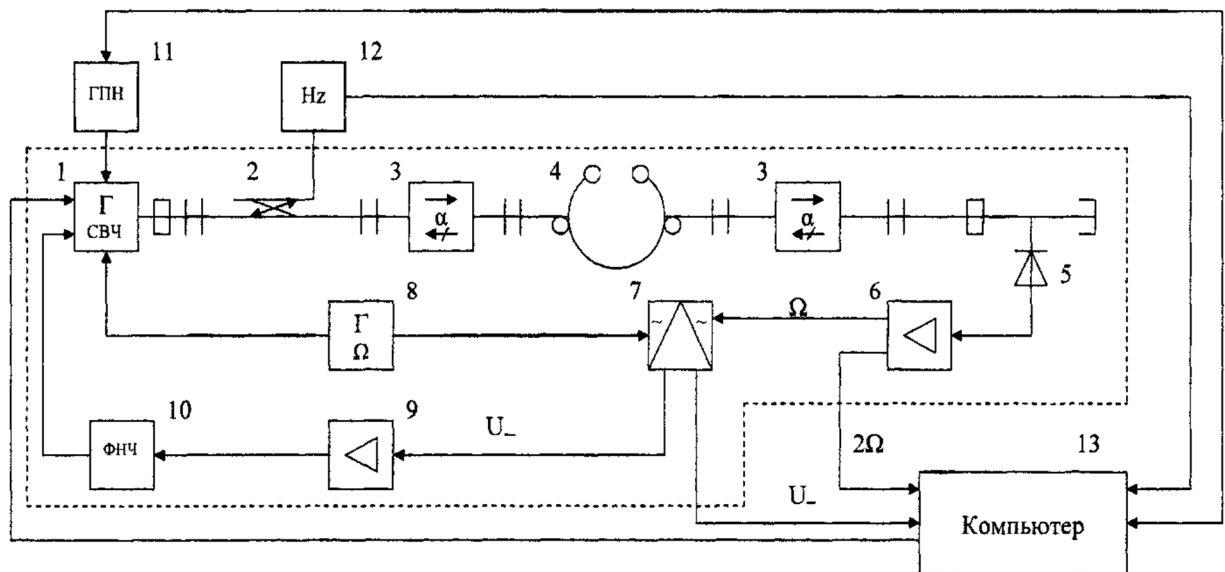


Рисунок 2.6 – Функціональна схема НВЧ системи на основі генератора з АПЧ по РВП: 1 – вимірювальний генератор; 2 – спрямований відгалужувач; 3 – феритові вентиля; 4 – резонансний вимірювальний перетворювач; 5 – детектор; 6 – підсилювач частот модуляції; 7 – фазовий детектор; 8 – генератор модулюючої частоти; 9 – підсилювач сигналу помилки на постійному струмі; 10 – фільтр нижніх частот; 11 – генератор пилкоподібної напруги; 12 – частотомір; 13 – комп'ютер

Після порівняння сигналів з виходу підсилювача частоти модуляції і від опорного генератора модулюючої частоти в фазовому детекторі на його виході буде присутній сигнал помилки на постійному струмі, величина якого також буде визначатися величиною відхилення частоти генератора від частоти резонатора, а полярність - знаком відхилення. Після посилення в УПТ 9, фільтрації в ФНЧ 10 сигнал надходить на елемент, який керує частотою стабілізованого НВЧ генератора, і перебудовує його до тих пір, поки

частота генератора не стане рівною частоті резонатора. Відгалужувач 2 призначений для відгалуження частини потужності генератора для вимірювання початкового значення частоти за допомогою частотоміра 12. Генератор пилоподібної напруги 11 використовується для попереднього налаштування схеми.

При цьому сигнал сканування, що пов'язаний з $\delta f/f_0$, виділяється у вигляді сигналу помилки після фазового детектора 7.

Величина його в загальному випадку визначається виразом

$$\frac{\delta f}{f_0} \cong \frac{\delta f_{\Gamma}}{f} \cong \frac{\delta U(\delta f_0) \cdot S}{f_0}, \quad (2.36)$$

де $\delta U(\delta f_0)$ – напруга сигналу помилки, що використовується для підстроювання частоти вимірювального генератора;

S – крутизна перебудови частоти вимірювального генератора.

У роботі пропонується унормувати її за величиною $\Delta f/f$, що виміряна один раз на установчому експерименті. У підсумку

$$\frac{\delta U(\delta f)}{\Delta U(\Delta f)} = \frac{\delta f/f_0}{\Delta f/f_0}. \quad (2.37)$$

Сигнал сканування, що пов'язаний з $\Delta Q/Q$, виділяється у вигляді напруги на НВЧ детекторі на частоті 2Ω , посилюється вузькосмуговим підсилювачем і далі надходить на систему обробки.

Вирази для чисельного визначення величини цього сигналу в літературі відсутні. Тому визначимо його також з орієнтацією на доцільність нормування по типу (2.37).

Напруга сигналу на детекторі може бути представлена співвідношенням (2.7).

Для потужності ЧМ сигналу можна записати

$$P_{\Gamma}^{\text{ЧМ}} \cong P_{\Gamma} \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k^2(m) \cos^2(\omega_{\Gamma} + k\Omega)t, \quad (2.38)$$

де $J_k(m)$ – функція Бесселя першого роду від аргументу m ;

$m = \Delta\omega_d/\Omega$ – індекс частотної модуляції;

$\Delta\omega_d$ – девіація частоти вимірювального генератора;

Ω – частота модуляції.

При $m < 1$

$$P_{\Gamma}^{\text{ЧМ}} \approx J_0^2(m). \quad (2.39)$$

Вираз (2.7) з урахуванням (2.39) при $\omega_{\Gamma} = \omega_0$, $\Delta\omega = \Delta\omega_d \cos\Omega t$ і квадратичності характеристики детектора ($n = 2$) перетворюється в наступний вигляд

$$U_{\text{д}} \approx \frac{4\beta_1\beta_2 J_0^2(m) P_{\Gamma} K_c S_{\text{д}} R_{\text{д}}}{(1 + \beta_1 + \beta_2)^2} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{2Q_{\text{н}}\Delta\omega_d \cos\Omega t}{\omega_0}\right)^2}}. \quad (2.40)$$

При $\Delta\omega_d \ll \omega_0$

$$U_{\text{д}} \approx A_0 \left[1 - 2 \left(\frac{Q_{\text{н}}\Delta\omega_d}{\omega_0}\right)^2 - 2 \left(\frac{Q_{\text{н}}\Delta\omega_d}{\omega_0}\right)^2 \cos 2\Omega t \right]. \quad (2.41)$$

Перший доданок у квадратних дужках співвідношення (2.41) буде визначати величину постійного зсуву на НВЧ детекторі. Другий доданок визначає амплітуду інформаційного сигналу на частоті 2Ω , який може бути виділений і посилений за допомогою селективного підсилювача і використаний для визначення величин $Q_{\text{н}}$ і ω_0 :

$$U_{\text{д}}^{2\Omega} \approx A_0 \cdot \frac{Q_{\text{н}}^2 \cdot (\Delta\omega_{\text{д}})^2}{\omega_0^2}. \quad (2.42)$$

При зміні добротності РВП $\delta Q_{\text{н}} = Q_{\text{н1}} - Q_{\text{н2}}$:

$$\delta Q_{\text{д}}^{2\Omega} \approx A_0 \cdot \frac{(\Delta\omega_{\text{д}})^2}{\omega_0^2} (Q_{\text{н1}}^2 - Q_{\text{н2}}^2) \quad (2.43)$$

і, відповідно,

$$\frac{\delta U_{\text{д}}^{2\Omega}}{U_{\text{д}}^{2\Omega}} \approx \frac{(Q_{\text{н1}}^2 - Q_{\text{н2}}^2)}{Q_{\text{н1}}^2} \quad (2.44)$$

При $Q_{\text{н1}} \sim Q_{\text{н2}}$ або $\delta Q_{\text{н}} \ll Q_{\text{н1}}, Q_{\text{н2}}$

$$\frac{\delta U_{\text{д}}^{2\Omega}}{U_{\text{д}}^{2\Omega}} \approx \frac{2\delta Q_{\text{н}}}{Q_{\text{н}}} \quad \text{або} \quad \frac{\delta Q_{\text{н}}}{Q_{\text{н1}}} \approx \frac{\delta U_{\text{д}}^{2\Omega}}{2U_{\text{д}}^{2\Omega}}. \quad (2.45)$$

Величину відносної зміни добротності також як для $\delta f/f_0$ (2.37) можна нормувати по каліброваній зміні добротності для еталонного об'єкта дослідження.

Особливістю розглянутої схеми формування сигналів є те, що автопідстроювання частоти вимірювального НВЧ генератора і робота в режимі суміщення його частоти з резонансною частотою РВП дають можливість знизити вплив на інформаційний сигнал шумів, обумовлених частотними флюктуаціями генератора, використання інформаційного сигналу на частоті 2Ω дозволяє зменшити складову шуму детектора, пропорційну $1/f$, а селективне посилення – смугу шумів, що підсилюються.

Експериментальні дослідження показали, що сигнали $\delta U^{2\Omega}$ при скануванні недостатньо великі для забезпечення високої чутливості по неоднорідності $\text{tg}\delta$ і пов'язаних з ним інших параметрів об'єкта (фотопровідність, час життя носіїв тощо). Збільшення їх можливо при збільшенні девіації частоти (1.50), але це, в свою чергу, веде до небажаних викривлень інформаційних сигналів за рахунок збільшення шумів, обумовлених частотними флюктуаціями сигналу генератора, погіршення спектра ЧМ сигналу і розбалансування системи АПЧ [64].

Тому необхідний пошук альтернативних варіантів формування обох сигналів сканування.

Система АПЧ з відбивним включенням РВП (рис.2.7) функціонуватиме аналогічно системі з прохідним включенням, оскільки і в цьому випадку сигнал на частоті модуляції Ω також буде міняти фазу і амплітуду залежно від напрямку і величини зміни частоти [64].

Відбивне включення РВП можна забезпечити за допомогою феритового циркулятора або відгалужувача 2 (рис.2.7).

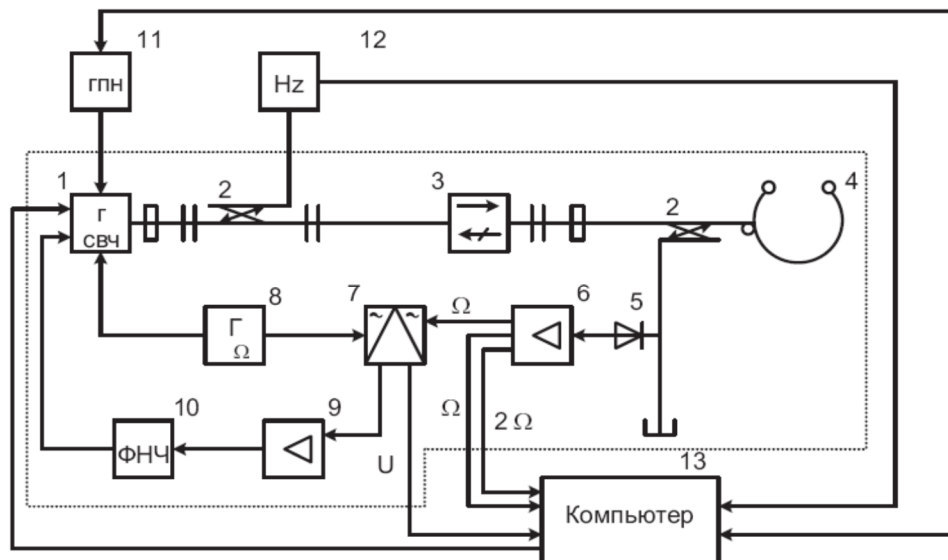


Рисунок 2.7 Функціональна схема НВЧ системи на основі генератора з АПЧ по РВП з відбивним включенням резонатора

Величина δf при цьому визначається також з використанням співвідношень (2.34) і (2.37).

Для відбивного включення РВП можна записати:

$$U_d = P_\Gamma \cdot K_c \cdot S_d \cdot R_d \cdot K_P^{n/2} + P_\Gamma \cdot K_{\text{разв}} \cdot S_d \cdot R_d, \quad (2.46)$$

де $K_{\text{разв}}$ – коефіцієнт розв'язки спрямованого відгалужувача (або циркулятора).

З урахуванням виразів (2.38) і (2.39) і припущень, що прийняті раніше, для відбивного включення РВП (рис.2.7) можна отримати співвідношення, подібне (2.42)

$$U_d = A_1 \left\{ 1 - \frac{4\beta}{(1+\beta)^2} \left[\begin{array}{l} 1 - 2 \left(\frac{Q_H \Delta \omega_d}{\omega_0} \right)^2 - \\ - 2 \left(\frac{Q_H \Delta \omega_d}{\omega_0} \right)^2 \cos 2\Omega t \end{array} \right] \right\} + A_1 K_{\text{разв}}, \quad (2.47)$$

де $A_1 = J_0^2(m) \cdot P_\Gamma \cdot K_c \cdot S_d \cdot R_d$.

При $\beta = 1$ з урахуванням (2.12)

$$U_d \approx A_1 \left[2 \left(\frac{Q_H \Delta \omega_d}{\omega_0} \right)^2 + 2 \left(\frac{Q_H \Delta \omega_d}{\omega_0} \right)^2 \cos 2\Omega t \right] + A_1 K_{\text{разв}}. \quad (2.48)$$

Сигнал на частоті 2Ω , в даному випадку також може бути виділений і посилений за допомогою селективного підсилювача і використаний для визначення величин δQ_H відповідно до співвідношень (2.42) – (2.45).

Залишаючи схему, наведену на рис.2.6, практично незмінною можна величину $\delta f/f$ як завжди визначати за величиною сигналу підстроювання

частоти генератора з урахуванням формули (2.36), а формування сигналу $\delta Q/Q$ здійснюється по зміні коефіцієнта передачі РВП в резонансі.

При цьому система АПЧ по РВП використовується для підтримки рівності частот вимірювального генератора і РВП, а інформаційний сигнал сканування виходить з варіації амплітуди сигналу, який проходить через РВП і детектується детектором 5.

Для сигналу на виході з урахуванням (2.40) і рівності коефіцієнтів зв'язку ($\beta = \beta_1 = \beta_2$) можна записати

$$U_0 \approx A_0 \left(\frac{2\beta}{1+2\beta} \right)^2 \frac{P_{\text{вх}} - P_{\text{пот.р}}}{P_{\text{вх}}} \quad (2.49)$$

де $P_{\text{вх}}$ – потужність вхідного сигналу;

$P_{\text{пот.р}}$ – потужність втрат в резонаторі (РВП).

У разі появи додаткових втрат, пов'язаних зі сканованим зразком $\Delta P_{\text{обр}}$, вираз (2.49) можна переписати у вигляді

$$U_1 \approx A_0 \left(\frac{2\beta}{1+2\beta} \right)^2 \frac{P_{\text{вх}} - (P_{\text{пот.р}} + \Delta P_{\text{обр}})}{P_{\text{вх}}} \quad (2.50)$$

Використовуючи вираз (2.49) і (2.50) можна отримати

$$\frac{\Delta U}{U_0} = \frac{U_0 - U_1}{U_0} = \frac{(P_{\text{втр.р}} + \Delta P_{\text{зр}}) - P_{\text{втр.р}}}{P_{\text{втр.р}}} = \frac{Q_0 - Q_1}{Q_0} = \frac{\Delta Q}{Q_1}, \quad (2.51)$$

де Q_0, Q_1 – відповідної добротності РВП.

З виразу (2.51) можна отримати такі співвідношення:

$$\frac{\Delta U + \delta U}{U_0} = \frac{\Delta U}{U_0} \left(1 + \frac{\delta U}{\Delta U} \right) = \frac{\Delta Q + \delta Q}{Q_1} = \frac{\Delta Q}{Q_1} \left(1 + \frac{\delta Q}{\Delta Q} \right), \quad (2.52)$$

$$\frac{\delta U}{\Delta U} = \frac{\delta Q}{\Delta Q}, \quad (2.53)$$

де ΔU – зміна амплітуди вихідного сигналу, який відповідає заданій зміні добротності ΔQ ;

δU – зміна амплітуди вихідного сигналу, який відповідає зміні величини добротності РВП δQ при скануванні.

Видно, що в цьому варіанті вимірювальної системи інформаційний сигнал, що пов'язаний з величиною δQ , буде значно більше, ніж у першому випадку.

Третій варіант формування сигналів сканування $\delta f/f$ і $\delta Q/Q$ реалізується на основі модернізації схеми, наведеної на рис. 2.6.

Зберігаючи НВЧ генератор з системою АПЧ по РВП, пропонується використовувати формування сигналу $\delta Q/Q$ по зміні напруги подвоєної частоти модуляції при настроюванні на частоту резонансу РВП, а $\delta f/f$ визначати по зміні коефіцієнта передачі додаткового високодобротного резонатора, використовуваного як дискримінатор. Для цього його робоча точка повинна знаходитися в точці максимальної крутості АЧХ. Функціональна схема реалізації такого двоканального варіанту формування сигналів сканування представлена на рис. 2.8.

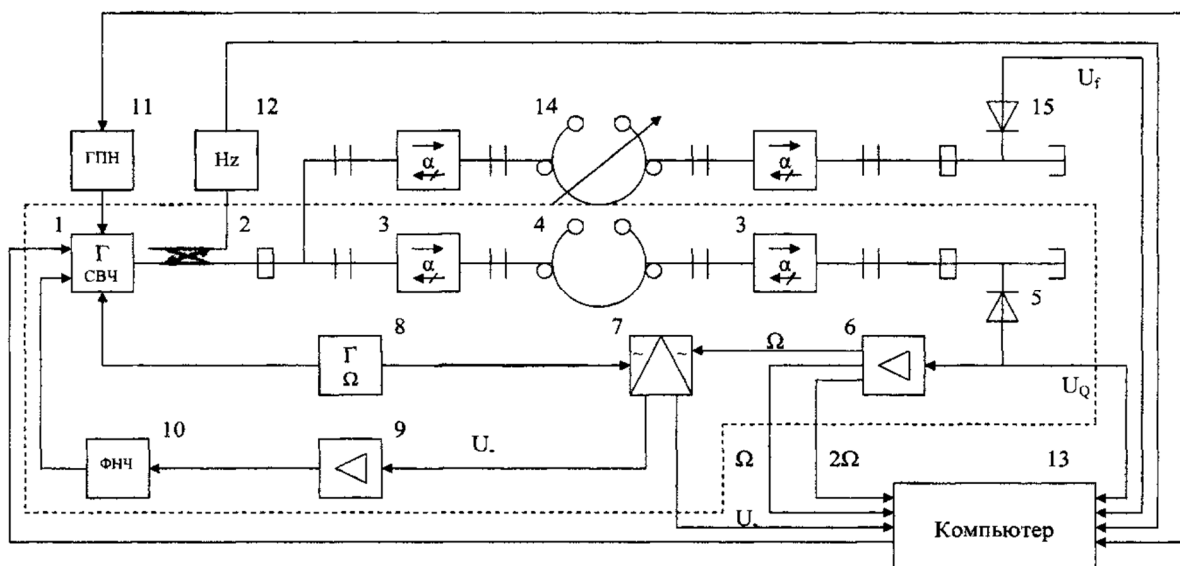


Рисунок 2.8 Функціональна схема НВЧ системи на основі генератора з АПЧ по РВП: 1 – вимірювальний генератор; 2 – спрямований відгалужувач; 3 – феритові вентиля; 4 – резонансний вимірювальний перетворювач; 5, 15 – НВЧ детектори; 6 – підсилювач частот модуляції; 7 – фазовий детектор; 8 – генератор модулюючої частоти; 9 – підсилювач сигналу помилки на постійному струмі; 10 – фільтр нижніх частот; 11 – генератор пилкоподібної напруги; 12 – частотомір; 13 – комп'ютер; 14 – додатковий резонатор з підстроюванням частоти.

Визначення величини δQ здійснюється за допомогою одного з каналів схеми, яка представляє собою фактично вимірювач, описаний вище (див. рис.2.6).

Другий канал використовується для перетворення зміни частоти генератора, які відбуваються при відстеженні системою АПЧ змін частоти РВП, в пропорційні зміни амплітуди, які фіксуються за допомогою детектора 15. Для цього в канал включається високодобротний перестроюваний резонатор 14.

Значення частоти, яка відповідає максимальному перетворенню змін частоти в зміни амплітуди, можна визначити для АЧХ перебудованого резонатора при аналізі першої та другої похідних його передавальної функції

по узагальненому розстроюванні. Експериментально настройка на робочу точку резонатора 14 здійснюється за максимальною величиною сигналу на частоті модуляції системи АПЧ, що фіксується за допомогою детектора 15.

Для другого каналу вимірювальної схеми у випадку настройки додаткового резонатора 14 на максимальне перетворення змін частоти в зміни амплітуди (виконується при $a = 1$) можна отримати

$$U_{\text{д}} \cong A \frac{4}{\left[1 + \left(1 \pm \frac{2Q_{\text{H}}\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^3} \left(1 \pm \frac{2Q_{\text{H}}\Delta\omega}{\omega_0}\right), \quad (2.54)$$

де ω_0 – значення резонансної частоти резонатора 14;

$\Delta\omega$ – зміна частоти вимірювального генератора в результаті спрацьовування системи АПЧ на зміну частоти РВП.

При $\Delta\omega \ll \omega_0$ з (2.54) можна отримати

$$U_{\text{д}} \approx \frac{A}{2} \left(1 \pm \frac{4Q_{\text{H}}\Delta\omega}{\omega_0}\right). \quad (2.55)$$

Відповідно

$$\frac{\delta U_{\text{д}}}{U_{\text{д}}} = \frac{\delta\omega}{\Delta\omega} = \frac{\delta f}{\Delta f}. \quad (2.56)$$

Оцінимо величини сигналів на детекторі, які відповідають вимірним значенням δf і δQ для розглянутих схем.

При $\beta = \beta_1 = \beta_2 = 0,5$; $P_{\text{r}} \approx 1$ мВт; $K_{\text{c}} \approx 0,9$; $J_0^2(m) \approx 0,96$ (при $m = 0,3$); $S_{\text{д}} \sim 1$ мА/мВт; $R_{\text{д}} \sim 10^3$ Ом для амплітудного коефіцієнта A (2.40) отримаємо відповідно $\sim 0,215$ В.

Для першої схеми (рис. 2.6) сигнал помилки на постійному струмі, що пов'язаний з величиною δf , буде пропорційний $(2Q_1 \Delta\omega_d / \omega_0)^2$. Оцінюючи цю величину при $Q_n \sim 10^3$, $\omega_0 \approx 2\pi \cdot 10^{10}$, $\Delta\omega_d \approx 2\pi \cdot 10^3$ отримаємо $\delta U_f \sim 0,8 \cdot 10^{-8} \text{ В}$.

Такого ж порядку величину можна отримати для U_Q (2.42), а для δU_Q відповідно $U_Q(\Delta Q/Q)$ В (2.45).

Для другого варіанту вимірювальної схеми при тих же технічних параметрах отримаємо також $\delta U_f \sim 0,8 \cdot 10^{-8} \text{ В}$, $\delta U_Q \sim 5 \cdot 10^{-2} (\Delta Q/Q)$ В (2.49) – (2.51).

У третьому варіанті вимірювальної схеми сигнал, що пропорційний δU_Q , буде порядку $0,8 \cdot 10^{-8} \text{ В}$ при використанні для аналізу сигналу подвоєної частоти модуляції (як у першому варіанті) і $\sim 5 \cdot 10^{-2} (\Delta Q/Q)$ В при аналізі зміни величини коефіцієнта передачі (другий варіант вимірювальної схеми), а сигнал $\delta f \sim 0,4 \cdot 10^{-4} \text{ В}$ (2.55).

Таким чином, видно, що третя схема дозволяє отримувати на детекторі амплітуди сигналів, що значно перевищують аналогічні сигнали в першій схемі і сигнал, який відповідає δf в першій і другій. Однак реалізація такої схеми вимагає включення додаткових елементів (відгалужувач на два канали, узгоджувальні пристрої, додаткові резонатор і детектор). Крім того, оскільки інформаційні сигнали формуються на постійному струмі, на них будуть додатково накладатися власні $1/f$ шуми детектора, а для їхнього посилення необхідне використання підсилювачів постійного струму, які також додають шуми, що підсилюються в смузі частот, в корисний сигнал.

Використання інформаційних сигналів на частотах модуляції дозволяє зменшити внесок шумів за рахунок селективного посилення і вибору частоти модуляції. Амплітуда інформаційних сигналів на частотах модуляції може бути підвищена на два-три порядки за рахунок збільшення девіації частоти, однак це, в свою чергу, може привести до погіршення спектральних характеристик сигналу вимірювального генератора за рахунок збільшення індексу ЧМ.

Особливістю всіх трьох схем є також те, що інформаційні сигнали сканування будуть відтворюватись на детекторі при одночасній присутності сигналу постійної складової порядку 0,2 В, що, в свою чергу, буде визначати положення робочої точки детектора.

2.5 Удосконалення і дослідження систем з НВЧ компенсацією втрат в РВП

Чим вище добротність резонаторного вимірювального перетворювача (РВП), тим вища точність і чутливість досягаються при вимірах. Для цього зазвичай намагаються конструкцію резонатора і вид коливань підбирати таким чином, щоб забезпечити максимальну власну добротність. Однак в результаті взаємодії електромагнітних полів резонатора або безпосередньо з тестованим об'єктом, або за допомогою елементів зв'язку, добротність РВП, особливо в разі тестування об'єктів з самого початку високими втратами, значно зменшується, що веде до зменшення чутливості і точності при вимірюванні відповідних змін. У зв'язку з цим доцільно розглянути можливість компенсації або ослаблення впливу зазначених факторів.

В роботі [72] пропонується цю проблему вирішувати за допомогою використання так званих активних резонаторів біжучої хвилі (АРБХ), що представляють собою схему кільцевого резонатора біжучої хвилі, в яку крім чутливого вимірювального резонатора включені додаткові елементи, що забезпечують однонаправлене поширення хвилі і додаткове її посилення з метою компенсації втрат, що вносяться вимірювальним резонатором. При цьому в основному аналізуються режими роботи і характеристики сигналів вимірювальної схеми, частиною якої є АРБХ, що підключається за допомогою спрямованого відгалужувача, і мало приділено уваги власне резонатору біжучої хвилі і режимам його функціонування при різних схемних рішеннях.

Нижче проводиться аналіз характеру зміни АЧХ складеного кільцевого резонатора біжучої хвилі (РБХ) в залежності від параметрів елементів, що включаються в його схему [73-75].

На практиці кільцеві резонатори біжучої хвилі виконуються найчастіше на основі хвилеводів прямокутного перерізу, що підключені до основного тракту за допомогою направлено відгалужувача. Оскільки в подальшому будуть розглядатися процеси, що відбуваються в самому кільці, то далі будемо розглядати прямокутний хвилевід, що згорнутий у вигляді кільця і замкнений сам на себе. Припустимо, що в деякому перерізі АА збуджується хвиля, що розповсюджується тільки в одному напрямку. Тоді при середній довжині кільця L , що становить ціле число довжин хвиль λ_g в розглянутій лінії, має відбуватися синфазне складання біжучих хвиль і, отже, різке збільшення напруженостей електричного і магнітного полів. Це є одною з ознак резонансу, типовим для всіх порожнистих резонаторів [34].

У режимі сталих гармонійних коливань в однорідній передавальній лінії біжуча хвиля може бути описана співвідношенням:

$$E = E_m \cdot e^{-\gamma z} \cdot e^{j\omega t} = E_m \cdot e^{-\alpha z} \cdot e^{j(\omega t - \beta z)}, \quad (2.56)$$

де E_m – напруженість електричної складової поля біжучої хвилі;

$\gamma = \alpha + j\beta$ – стала розповсюдження;

α – стала загасання;

$\beta = 2\pi/\lambda_B$ – фазова стала;

λ_B – довжина хвилі в лінії (для прямокутного хвилеводу на хвилі H_{10} -

$\lambda_B = \lambda / \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}$, де λ – довжина хвилі у вільному просторі; a – розмір широкої стінки хвилеводу); z – довжина лінії.

Для біжучої хвилі в лінії, переходячи до тригонометричним функціям, можна записати наступний вираз

$$E = E_m \cdot e^{-\alpha l} \cdot \cos(\omega_0 t - \beta l), \quad (2.57)$$

де l – довжина лінії або кільцевого резонатора.

Умова резонансу для РБХ – $l = n \cdot \lambda_B$, де n – ціле число.

Якщо задати резонансну частоту, розміри лінії передачі (в нашому випадку прямокутного хвилеводу) і вид коливань, то можна розрахувати резонансну довжину хвилі РБХ. Для хвилеводу перерізом 23×10 мм, типу хвилі H_{10} , частоти 10 ГГц отримаємо:

$$\lambda_{B0} = \frac{c}{f_0 \cdot \sqrt{1 - (c/2af)^2}} = \frac{3 \cdot 10^8}{10^{10} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 23 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{10}} \right)^2}} = 0,04. \quad (2.58)$$

З практичних міркувань величину n можна вибрати рівною 10, тоді довжина РБХ буде 0,4 м.

Оскільки умовою резонансу є синфазне складання хвиль в будь-якому перерізі лінії при багаторазовому проходженні хвилі, то буде відбуватися підсумовування по k , де k – кількість підсумованих хвиль.

Залежність напруженості поля в кільці від частоти генератора для одиничної амплітуди початкової хвилі може бути представлена в наступному виді:

$$E(f) = \sum_k e^{-\alpha k l} \cos\left(\frac{2\pi k l}{\lambda_B(f)}\right), \quad (2.59)$$

де $\lambda_B(f) = c/f \cdot \sqrt{1 - (c/2af)^2}$.

Залежність для потужності може бути представлена наступним чином:

$$P(f) = \sum_k e^{-2\alpha k l} \cdot \cos^2\left(\frac{2\pi k l}{\lambda_B(f)}\right). \quad (2.60)$$

Величина k знаходиться з відношення

$$k = \frac{P_{ВХ}}{P_{ВХ} - P_{ВИХ}}. \quad (2.61)$$

Співвідношення величин $P_{вх}$ і $P_{вих}$ може бути оцінено з наступного співвідношення:

$$10 \lg \left(\frac{P_{ВХ}}{P_{ВИХ}} \right) = 8,68 \cdot 2 \cdot \alpha \cdot l, \quad (2.62)$$

де $8,68 \cdot 2 \cdot \alpha$ – величина погонного загасання на одиницю довжини лінії, з якої виготовлений кільцевої РБХ (для стандартного прямокутного хвилеводу (23×10 мм) ця величина складає $0,143$ дБ/м [3]).

Користуючись виразами (2.61) і (2.62) отримаємо в цьому випадку величину $k \approx 31$. Графік амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) РБХ для обраних параметрів хвилеводу і довжини РБХ, що побудований з використанням співвідношення (2.60), наведено на рис.2.9. На рис.2.10 наведена залежність добротності кільцевого РБХ від величини погонного загасання α (неп/мм).

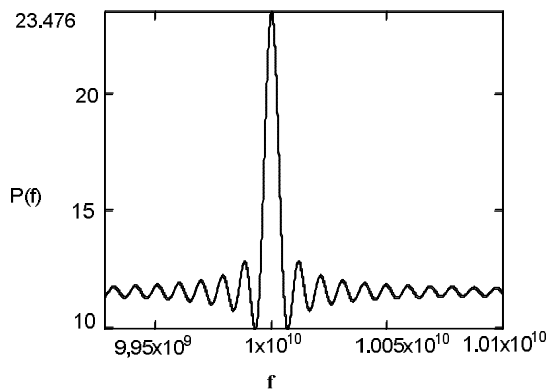


Рисунок 2.9 АЧХ кільцевого хвилеводного РБХ

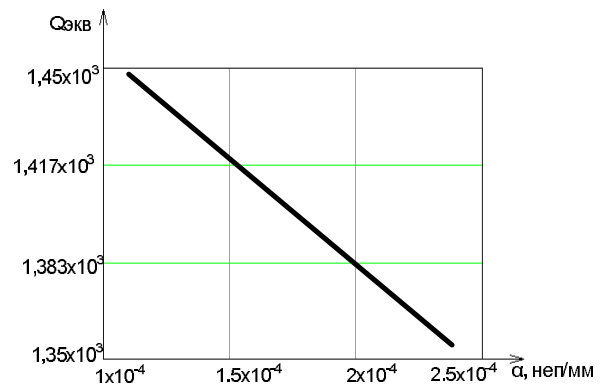


Рисунок 2.10 Залежність Q РБХ від α

Розглянемо тепер схему кільцевого хвильового РБХ, в яку включений на прохід резонансний вимірювальний перетворювач (РВП) (рис.2.11).

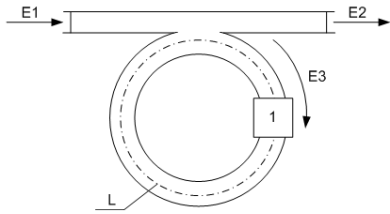


Рисунок 2.11 Кільцевий хвильовий РБХ з РВП (1), що включений на прохід

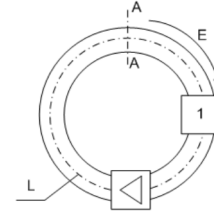
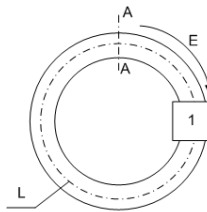


Рисунок 2.12 РБХ з РВП і резонансним підсилювачем

Рівняння резонансної кривої коливального контуру зазвичай записується в наступному вигляді:

$$k = \frac{1}{\sqrt{1 + a^2}}, \quad (2.63)$$

де $a = Q_H(f/f_p - f_p/f) \approx 2\Delta f Q_H / f_p$ – узагальнене розстроєння;

f – частота вимірювального генератора;

Δf – відхилення частоти вимірювального генератора f від резонансної
Коефіцієнт передачі прохідного резонатора з урахуванням коефіцієнтів зв'язку описується співвідношенням (2.4).

З урахуванням коефіцієнта передачі прохідного резонатора, вираз для АЧХ набуде вигляду:

$$E(f) = \sum_k e^{-\alpha k} \cdot \left[\frac{4\beta_1\beta_2}{(1 + \beta_1 + \beta_2)^2} \right]^k \cdot \left[\frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{2Q_H(f - f_0)}{f_0} \right]^2}} \right]^k \times \quad (2.64)$$

$$\times \cos \left[\frac{2\pi k l}{\lambda_B(f)} + k \cdot \arctg \left[\frac{2Q_H(f - f_0)}{f_0} \right] \right].$$

За потужністю вираз для АЧХ запишеться наступним чином:

$$P(f) = \sum_k e^{-2\alpha k} \cdot \left[\frac{4\beta_1\beta_2}{(1 + \beta_1 + \beta_2)^2} \right]^k \cdot \left[\frac{1}{1 + \left[\frac{2Q_H(f - f_0)}{f_0} \right]^2} \right]^k \times \quad (2.65)$$

$$\times \cos^2 \left[\frac{2\pi k l}{\lambda_B(f)} + k \cdot \arctg \left[\frac{2Q_H(f - f_0)}{f_0} \right] \right].$$

Величина k в цьому випадку може бути визначена з урахуванням формули (2.61) і наступного співвідношення:

$$10 \lg \left(\frac{P_{\text{ВХ}}}{P_{\text{ВЫХ}}} \right) = 8,68 \cdot 2 \cdot \alpha \cdot l + 10 \lg \left(\frac{(1 + \beta_1 + \beta_2)^2}{4\beta_1\beta_2} \right). \quad (2.66)$$

Аналіз виразів (2.61) і (2.66) показує, що при включенні РВП в кільце РБХ величина k значно зменшується (до кількох одиниць і менше) і може бути збільшена тільки при великих значеннях коефіцієнтів зв'язку (рис.2.13). Збільшення коефіцієнтів зв'язку веде до зростання еквівалентної добротності схеми РБХ з РВП в цілому (рис.2.13, рис.2.14) і в той же час до деградації резонансних властивостей власне РВП і, відповідно, таке схемне рішення не може бути використано на практиці.

Затухання, що вноситься в схему РБХ в результаті включення РВП, може бути скомпенсоване включенням в коло РБХ додаткового підсилювача.

Розглянемо схему РБХ з РВП, в яку додатково включений резонансний підсилювач (рис.2.12).

У даному випадку, характеристика резонансного підсилювача подається у вигляді характеристики одиночного коливального контуру, з коефіцієнтом передачі на резонансній частоті, що дорівнює K_p .

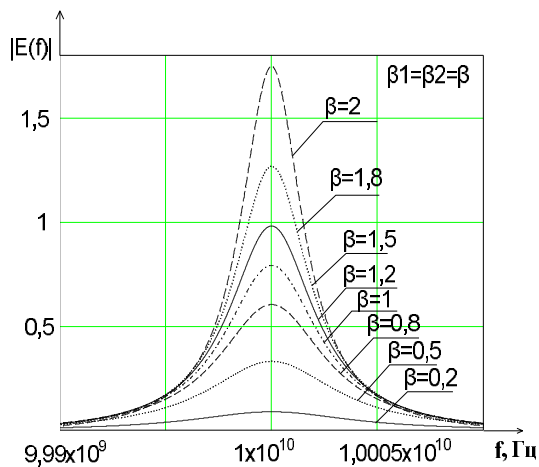


Рисунок 2.13 Залежність АЧХ РБХ з РВП від β

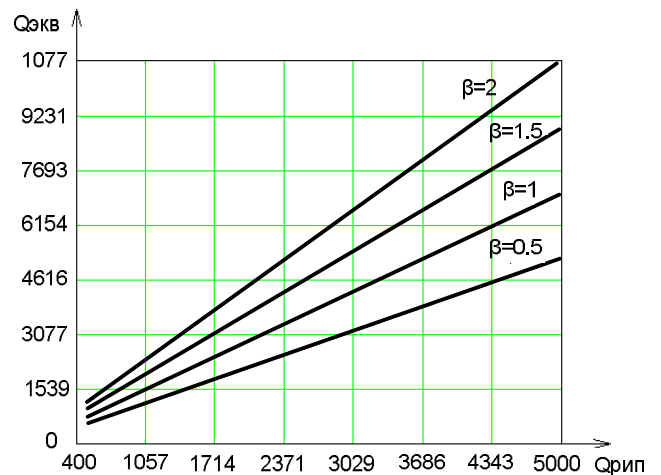


Рисунок 2.14 Залежність $Q_{екв}$ РБХ з РВП від $Q_{рп}$ при різних β

АЧХ такої системи може бути представлена виразом [74]:

$$E(f) = \sum_k e^{-\alpha k} \cdot \left[\frac{K_p}{\sqrt{1 + \left[\frac{(f - f_0)}{\Delta f_c} \right]^2}} \right]^k \cdot \left[\frac{4\beta_1\beta_2}{(1 + \beta_1 + \beta_2)^2} \right]^k \cdot \left[\frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{2Q_H(f - f_0)}{f_0} \right]^2}} \right]^k \times \cos \left[\frac{2\pi k l}{\lambda_B(f)} + k \cdot \arctg \left[\frac{2Q_H(f - f_0)}{f_0} \right] + k \cdot \arctg \left[\frac{(f - f_0)}{\Delta f_{yc}} \right] \right] \quad (2.67)$$

де K_p – коефіцієнт посилення резонансного підсилювача;

Δf_{yc} – смуга пропускання резонансного підсилювача.

По потужності вираз для АЧХ запишеться наступним чином:

$$P(f) = \sum_k e^{-2\alpha k} \cdot \left[\frac{K_p}{1 + \left[\frac{(f - f_0)}{\Delta f_{yc}} \right]^2} \right]^k \cdot \left[\frac{4\beta_1\beta_2}{(1 + \beta_1 + \beta_2)^2} \right]^k \cdot \left[\frac{1}{1 + \left[\frac{2Q_H(f - f_0)}{f_0} \right]^2} \right]^k \times$$

$$\times \cos^2 \left[\frac{2\pi k l}{\lambda_B(f)} + k \cdot \arctg \left[\frac{2Q_H(f - f_0)}{f_0} \right] + k \cdot \arctg \left[\frac{(f - f_0)}{\Delta f_{yc}} \right] \right]. \quad (2.68)$$

Величина k в цьому випадку може бути визначена з урахуванням формули (2.61) і наступного співвідношення:

$$10 \lg \left(\frac{P_{BX}}{P_{ВЫХ}} \right) = 8,68 \cdot 2 \cdot \alpha \cdot l + 10 \lg \left(\frac{(1 + \beta_1 + \beta_2)^2}{4\beta_1\beta_2} \right) + 10 \lg \left(\frac{1}{K_p} \right). \quad (2.69)$$

Графіки АЧХ, що побудовані з урахуванням (2.67) наведено на рис .2.15 і рис.2.16. На рис.2.17 наведено залежності величини еквівалентної добротності АРБХ від добротності РВП і параметрів резонансного підсилювача (смуги пропускання і коефіцієнта посилення).

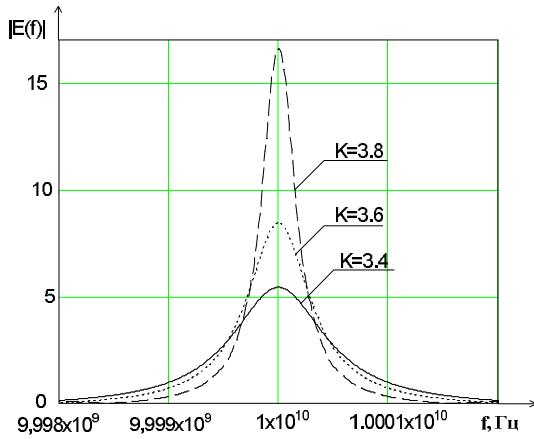


Рисунок 2.15 Залежність АЧХ АРБХ від К резонансного підсилювача

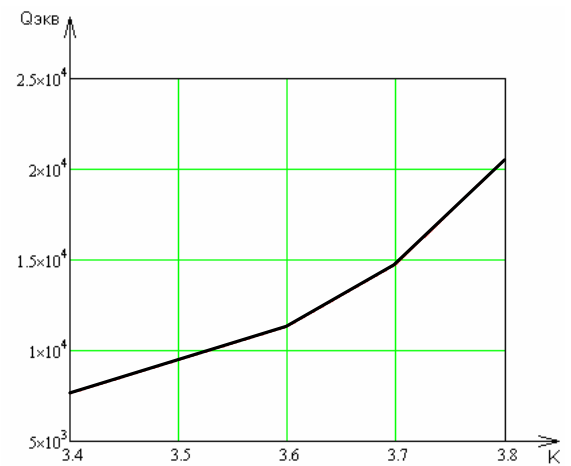


Рисунок 2.16 Залежність $Q_{\text{екв}}$ від К резонансного підсилювача

Видно, що з ростом коефіцієнта підсилення резонансного підсилювача зростає і еквівалентна добротність АРБХ (рис.2.15, рис.2.16), але, в той же час (рис.2.17), при смузі пропускання резонансного підсилювача, яка дорівнює або менше смуги пропускання РВП, еквівалентна добротність АРБХ буде більшою мірою визначатися характеристиками підсилювача, а не характеристиками РВП.

Для ослаблення впливу характеристик резонансного підсилювача на АЧХ АРБХ і збереження більш сильнішого зв'язку характеристик РВП і АРБХ треба віддати перевагу використанню в схемі РБХ нерезонансного підсилювача.

В цьому випадку АЧХ РБХ може бути представлена виразом [73]:

$$E(f) = \sum_k e^{-\alpha k} \cdot (K)^k \cdot \left[\frac{4\beta_1\beta_2}{(1 + \beta_1 + \beta_2)^2} \right]^k \cdot \left[\frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{2Q_H(f - f_0)}{f_0} \right]^2}} \right]^k \times \quad (2.70)$$

$$\times \cos \left[\frac{2\pi k l}{\lambda_B(f)} + k \cdot \arctg \left[\frac{2Q_H(f - f_0)}{f_0} \right] + k \cdot \varphi_{yc} \right].$$

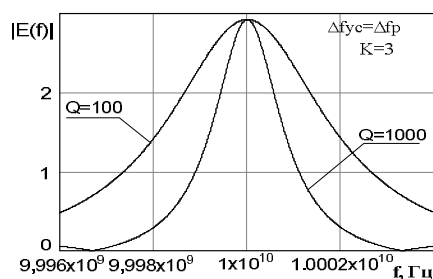
де φ_{yc} – зсув фази сигналу в підсилювачі (в ідеальному випадку $\varphi_{yc} = 2\pi f\tau$,
 (τ – час затримки сигналу в підсилювачі).

По потужності вираз для АЧХ запишеться наступним чином:

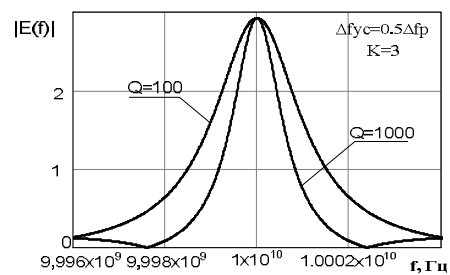
$$P(f) = \sum_k e^{-2\alpha k} \cdot (K)^k \cdot \left[\frac{4\beta_1\beta_2}{(1+\beta_1+\beta_2)^2} \right]^k \cdot \left[\frac{1}{1 + \left[\frac{2Q_H(f-f_0)}{f_0} \right]^2} \right]^k \times \quad (2.71)$$

$$\times \cos^2 \left[\frac{2\pi k l}{\lambda_B(f)} + k \cdot \arctg \left[\frac{2Q_H(f-f_0)}{f_0} \right] + k \cdot \varphi_{yc} \right].$$

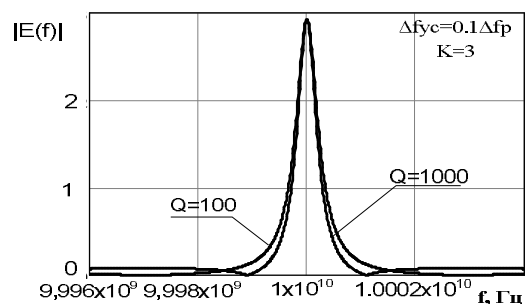
Величина k при цьому також визначається за допомогою співвідношень
 (2.61) і (2.69), як і в попередньому випадку.



а



б



в

Рисунок 2.17 Залежності форми АЧХ АРБХ від смуги пропускання
 резонансного підсилювача при $Q_{РВП} = 10^2$ і $Q_{РВП} = 10^3$

Графіки АЧХ АРБХ для даного випадку наведені на рис.2.18 і рис.2.19.

Характер зміни форми АЧХ АРБХ при зростанні коефіцієнта підсилення нерезонансного підсилювача підтверджує збільшення еквівалентної добротності АРБХ зі збільшенням коефіцієнта підсилення. При цьому вплив параметрів РВП на еквівалентну характеристику залишається визначальним. Однак слід зазначити, що фазовий зсув сигналу в нерезонансному підсилювачі призводить до зміщення значення центральної частоти АЧХ АРБХ і зниження еквівалентної добротності за рахунок порушення фазових умов резонансу РБХ. Цей фактор може бути суттєво знижений і навіть повністю скомпенсований за допомогою спеціального перебудовуємого компенсуючого фазообертача, що включається в кільцеве коло складеного АРБХ.

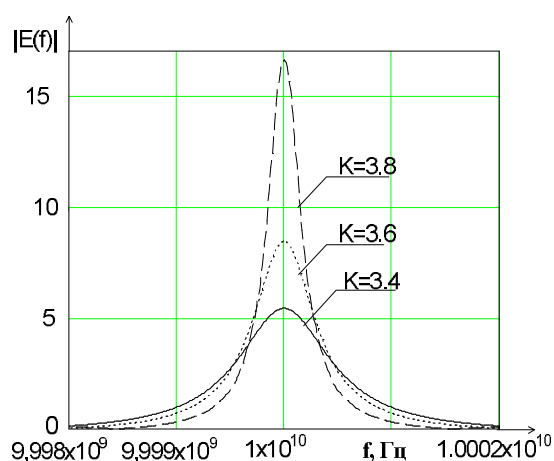


Рисунок 2.18 Залежність АЧХ АРБХ від K нерезонансного підсилювача при $\varphi_{ус} = 0$

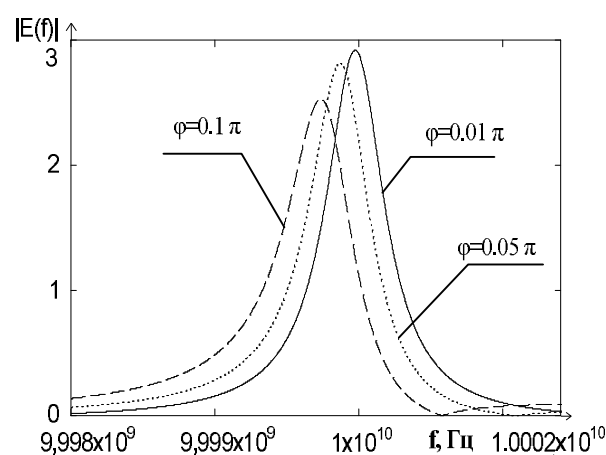


Рисунок 2.19 Залежність АЧХ АРБХ від різних величин набігу фази в нерезонансному підсилювачі

У випадку перевищення коефіцієнтом підсилення деякого критичного значення схема АРБХ як з резонансним, так і з нерезонансним підсилювачем самозбуджується і переходить в осциляторний режим, а АЧХ перетворюється в спектр частот генерації, ширина якого визначається характеристиками використовуваного підсилювача.

Таким чином, в результаті аналізу характеристик хвилеводних резонаторів біжучої хвилі при включенні в їх кільцеве коло таких елементів як резонансні вимірювальні перетворювачі з різними вносимими втратами, вузькосмугових та широкосмугових підсилювачів з різними коефіцієнтами підсилення і смугами підсилювальних частот оцінені можливості компенсації втрат, що вносяться резонансними перетворювачами, при збереженні їх помітного впливу на АЧХ РБХ з активними елементами.

Проведені дослідження доводять можливість створення на основі АРБХ пристроїв, що дозволяють компенсувати статичні втрати, що вносяться до РВП досліджуваним зразком або чутливим елементом, при збереженні і збільшенні чутливості до змін вимірюваних величин.

2.6 Висновки

Дослідження, результати яких наведені в цьому розділі доводять, що прагнення до забезпечення високої добротності РВП незважаючи на його важливість не є достатньою умовою забезпечення високої чутливості і точності вимірювань в СММ (це справедливо і для інших випадків застосування РВП в діагностиці матеріалів і середовищ).

Можливості систем реєстрації або формування первинних інформаційних сигналів (значень резонансної частоти і добротності РВП і (або) їх змін) також є важливим фактором у забезпеченні необхідної чутливості і точності, і такі системи мають реалізовуватися з урахуванням параметрів використовуваних РВП і діагностованих матеріалів і середовищ.

Використання вимірювальних компенсаційних схем на основі АРБХ відкриває можливості створення високочутливих вимірювальних систем НВЧ діапазону для дослідження матеріалів з великими втратами, таких, наприклад, як різні види біооб'єктів, а також реалізації радіаційних датчиків на основі РВП з високоомними радіаційночутливими напівпровідниками типу CdTe и CdZnTe.

Загальні висновки

Пророблені теоретично і експериментально методи створення високодобротних РВП для мікрохвильової діагностики матеріалів і середовищ. Розроблено та досліджено кілька різних практичних реалізацій РВП з мікрозондовими структурами.

Запропонована і обґрунтована концепція побудови резонаторних вимірювальних перетворювачів на основі використання схем складових резонаторів біжучої хвилі з активними елементами, яка відкриває шлях до створення високочутливих вимірювальних перетворювачів для дослідження резонаторними методами матеріалів з великими втратами (наприклад, різних біооб'єктів) і вимірювальних високочутливих датчиків на основі високоомних напівпровідників (наприклад, радіаційних датчиків).

Запропоновані, розроблені і досліджені системи формування сигналів вимірювальної інформації в пристроях з резонаторними вимірювальними перетворювачами, що дозволяють проводити одночасне вимірювання основних інформаційних сигналів. Розроблені системи є в даний час базовими при проведенні вимірювань методами ближньопольової мікрохвильової мікроскопії в ХНУРЕ.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Приборы для неразрушающего контроля материалов и изделий: Справочник (в 2-х книгах) / Под ред. В.В.Клюева. – М. : Машиностроение, 1986. – Т.1. – 488 с.
2. Бензарь В.К. Техника СВЧ-влажнометрии. – Минск: Вышэйшая школа, 1974. – 304 с.
3. Гаврилин В.В., Григулис Ю.К., Пориныш В.М. Электромагнитные радиоволновые приборы для контроля слоев полупроводниковых и металлических слоев. – Рига: Зинатне, 1982. – 162 с.
4. Ахманаев В.Б., Детинко М.В., Медведев Ю.В. и др. Неразрушающие бесконтактные СВЧ резонаторные методы локального контроля электрофизических параметров полупроводниковых материалов // Дефектоскопия, 1986. – № 1. – С. 23–35.
5. Гордиенко Ю.Е. СВЧ диагностика слоистых полупроводниковых материалов: Дисс. докт. физ.-мат.наук. – Харьков: ХИРЭ, 1985. – 397 с.
6. Усанов Д.А., Скрипаль А.В., Феклистов В.Б., Вениг С.Б. Измерение параметров полупроводников, микро- и наноструктур на СВЧ. – Саратов: СГУ, 2007. – 140 с.
7. Лисовский В.В. Теория и практика сверхвысокочастотного контроля влажности сельскохозяйственных материалов. – Минск: УОБГАТУ, 2005. – 292 с.
8. Гордиенко Ю.Е., Гуд Ю.И., Старостенко В.В. Измерительные преобразователи для неразрушающего контроля электропроводности пленок в эпитаксиальных структурах pn^+ типа // Электронная техника. Сер. 8. – 1974. – Вып. 9. – С. 112–118.
9. Гордиенко Ю.Е., Гуд Ю.И., Попов Ю.В. Техника безэлектродного измерения электрофизических параметров полупроводниковых структур // Заводская лаборатория. – 1977. – № 12. – С. 1494–1497.

10. Nyfors, E.G. Industrial microwave sensors / E.G. Nyfors, P. Vainikainen – Artech House, Inc., 1989. – 351 p.
11. Klein O., Donovan S., Dressel M. at all. Microwave cavity perturbation technique // International Journal of Infrared and Millimeter Waves, 1993. – Vol. 14. – № 12. – P. 2433–2517.
12. Мищенко С.В., Малков Н.А. Проектирование радиоволновых (СВЧ) приборов неразрушающего контроля материалов. – Тамбов: ТГТУ, 2003. – 128 с.
13. Chen, L.F. Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization / L.F. Chen, C.K. Ong, C.P. Neo, V.V. Varadan, V.k. Varadan – John Willy & Sons, Ltd, 2004. – 537 p.
14. Гордиенко Ю.Е., Овчаренко Л.А. Характеристики объемных СВЧ резонаторов, апертурно нагруженных слоистой полупроводниковой средой // Радиотехника: Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. – 1988. – Вып. 85. – С. 54–63.
15. Панченко А.Ю., Гордиенко Ю.Е., Фар Р.С. Приближение заданного поля в задачах определения характеристик резонаторных СВЧ-датчиков апертурного типа // Радиотехника: Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. – 1998. – Вып. 107. – С. 93–103.
16. Гордиенко Ю.Е., Рябухин А.А. Вычисление комплексных резонансных частот СВЧ резонаторных датчиков апертурного типа // Радиоэлектроника и информатика: научн.-техн. журнал. – 2001 – № 2. – С. 4–7.
17. Gordienko Yu. E., Petrov V.V., Khammud F.M. Estimation of Numerical-Analytical Models of Microwave Cavity Detectors with a Coaxial Measuring Aperture // Telecommunications and Radio Engineering. Begell Hous, Inc., NY, (USA). – 2006. – Vol. 65, № 9-10. – P. 789–798.
18. Рябухин А.А. Электродинамические модели резонаторных сенсоров в СВЧ диагностике полупроводников: Дисс. канд. физ.-мат.наук. – Харьков: ХНУРЭ, 2002. – 158 с.

19. Батавин В.В., Концевой Ю.А., Федорович Ю.В. Измерение параметров полупроводниковых материалов и структур. – М.: Радио и связь, 1985. – 264 с.
20. Павлов Л.П. Методы измерения параметров полупроводниковых материалов. – М.: Высшая школа, 1987. – 240 с.
21. Функціональна мікроелектроніка. Прилади із зарядовими зв'язками, циліндричні магнітні домени, давачі : навч. посібник / Ю. О. Гордієнко, В. А. Антонова, Б. Г. Бондар та інш. ; за ред. Ю. О. Гордієнка. – Київ: ІСДО, 1996. – 216 с.
22. Гордиенко Ю.Е., Кочержин А.И. Улучшение метрологических характеристик СВЧ резонаторных измерителей влажности сыпучих материалов // Радиотехника: Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. – 2001. – Вып. 120. – С. 131–134.
23. Гордиенко Ю.Е., Гуд Ю.И., Пашков А.В., Слипченко Н.И. Принципы разработки емкостных датчиков влажности газовых сред // Радиоэлектроника и информатика: научн.-техн. журнал. – 2001. – № 2. – С. 38–41.
24. Гордиенко Ю.Е., Хаммуд Ф.М. Оценка направлений оптимизации СВЧ резонаторных датчиков контроля влагосодержания порошковых материалов электронной технологии // Радиоэлектроника и информатика: научн.-техн. журнал. – 2004. – №2. – С. 34–38.
25. Щеголева Т.Ю. Исследование диэлектрических характеристик биообъектов в миллиметровом диапазоне радиоволн. – Харьков: АТЗТ «САММІТ-Харків», 2006. – 291 с.
26. Nyfors, E.G. Cylindrical microwave resonator sensors for measuring materials under flow / E.G. Nyfors – Dissertation for degree of Doctor of Science in Technology. Helsinki University of Technology, 2000. – 181 p.
27. Інтелектуальні вимірювальні системи на основі мікроелектронних датчиків нового покоління / Я. І. Лепіх, Ю. О. Гордієнко, С. В. Дзядевич та ін.; за ред. Я. І. Лепіха. – Одеса : Астропринт, 2011. – 352 с.

28. Федюнин, П.А. Микроволновая термовлагодетрия / П.А. Федюнин, Д.А. Дмитриев, А.А. Воробьев, В.Н. Чернышов. под ред. П.А. Федюнина – М.: «Издательство Машиностроение-1», 2004. – 208с.
29. Лисовский, В.В. Теория и практика высокочастотного контроля влажности сельскохозяйственных материалов / В.В. Лисовский – Минск: УОБГАТУ, 2005. – 292 с.
30. Створення мікроелектронних датчиків нового покоління для інтелектуальних систем: монографія / Я. І. Лепіх, Ю. О. Гордієнко, С. В. Дзядевич та ін.; за ред. Я. І. Лепіха. – Одеса : Астропринт, 2010. – 296 с.
31. Диденко, А.Н. Сверхпроводящие волноводы и резонаторы / А.Н. Диденко. – М.: Советское радио, 1973. – 256 с.
32. Менде, Ф.Ф. Сверхпроводящие и охлаждаемые резонансные системы / Ф.Ф. Менде, И.Н. Бондаренко, А.В. Трубицын. – К.: Наук. думка, 1976. – 272 с.
33. Харвей А.Ф. Техника сверхвысоких частот. Т.1. Пер. с англ. под ред. В.И. Сушкевича / А.Ф. Харвей – М.: Сов. радио, 1965. – 784 с.
34. Лебедев И.В. Техника и приборы СВЧ. Т.1. / И.В. Лебедев – М.: Высшая школа, 1970. – 440 с.
35. Федоров Н.Н. Основы электродинамики. / Н.Н. Федоров – М.: Высшая школа, 1980. – 399 с.
36. Scanning Probe Microscopy: Electronic and Electromechanical Phenomena at the Nanoscale / Edited by S. Kalinin, A. Gruverman. – Springer Science Business Media, LLC, 2007. – 980 p.
37. Інтелектуальні вимірювальні системи на основі мікроелектронних датчиків нового покоління: монографія / Я. І. Лепіх, Ю. О. Гордієнко, С. В. Дзядевич та ін. ; за ред. Я. І. Лепіха. – Одеса : Астропринт, 2011. – 352с.
38. Брандт, А.А. Исследование диэлектриков на сверхвысоких частотах / А.А. Брандт. – М.: Физматгиз, 1963. – 403 с.

39. Бондаренко, И.Н. Исследование свойств диэлектриков и полупроводников с помощью охлаждаемых и сверхпроводящих резонаторов / И.Н. Бондаренко, Ф.Ф. Менде // Физико-технический институт низких температур АН УССР. – Харьков, 1980. – 72 с. Деп. в ВИНТИ 19.03.80, № 1062-80.
40. Слипченко, Н.И. Физические основы ближнеполевой СВЧ диагностики материалов и сред: дис. ... доктора физ.-мат. наук: 01.04.01 / Н.И. Слипченко; [Сумской государственный университет] – Сумы: 2008. – 351с.
41. Альтман Дж. Л. Устройства сверхвысоких частот. – М.: Мир, 1968. – 468с.
42. Bondarenko, I.N. Analysis of resonant trasducer characteristics for a scanning microwave microscope / I.N. Bondarenko, Yu.S. Vasiliev, A.M. Prokaza // 21st International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, 2011, Conference Proceedings, art. № 6069099, pp. 665-666.
43. Bondarenko, I.N. Arrangement device for monitoring of parameters of microwave resonators / I.N. Bondarenko, Yu.S. Vasiliev, A.S. Zhizhiriy, A.L. Ishenko // 20th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, 2010, Conference Proceedings, art. № 5632420, pp. 969-970.
44. Бондаренко И.Н. Измеритель АЧХ элементов СВЧ тракта мм диапазона / И.Н. Бондаренко, Ю.С. Васильев, А.С. Жижирий, А.Л. Ищенко // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.- техн. сб. – Харьков, 2010. Вып. 161. – С. 183-187.
45. Бондаренко, І.М. Основи створення пристроїв мікрохвильової техніки на базі високодобротних резонансних елементів: дис. ... доктора фіз.-мат. наук: 01.04.01 / І.М. Бондаренко; [Харківський національний університет радіоелектроніки] – Харків: 2012. – 402с.
46. Bondarenko, I.N. Resonant measuring trasducers on the basis of typical cavity resonators / I.N. Bondarenko, Y.S. Vasiliev, A.M. Prokaza, S.I. Troitskiy // 22nd

- International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, 2012, Conference Proceedings, art. № 6336098, pp. 568-569.
47. Бондаренко, И.Н. Измерительные преобразователи на основе резонансных волноводных регулярных структур / И.Н. Бондаренко, Ю.С. Васильев, А.М. Проказа, Троицкий С.И. // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2011. Вып. 167. С. 129-134.
48. Бондаренко, И.Н. Измерительный преобразователь на основе цилиндрического резонатора на виде колебаний H_{011} / И.Н. Бондаренко, Ю.С. Васильев, А.А. Камышан, Троицкий С.И. // Радиоэлектроника и информатика, Харьков, 2011, № 2 – с. 3-5.
49. Бондаренко, И.Н. Коаксиальный резонаторный измерительный преобразователь на виде колебаний H_{01n} / И.Н. Бондаренко, Е.Е. Рострипа // Сб. научн. трудов 3 Международной научн. конф. «Функциональная компонентная база микро-, опто- и наноэлектроники», Харьков-Кацивели, 2010, 28.09.-2.10.2010. с. 313-315.
50. Бондаренко, И.Н. Высокодобротный резонаторный измерительный преобразователь на основе нерегулярной коаксиальной структуры / И.Н. Бондаренко, А.В. Галич // Сб. научн. трудов 4 Международной научн. конф. «Функциональная база наноэлектроники», Кацивели, 2011, 30.09.-3.10.2011. с.245-247.
51. Бондаренко, И.Н. Высокодобротный коаксиальный нерегулярный резонаторный измерительный преобразователь / И.Н. Бондаренко, А.В. Галич // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2012. Вып. 168. С. 108-112.
52. Bondarenko, I.N. Cone-shaped resonator the high-order mode oscillation transducers / I.N. Bondarenko, A.V. Galich, N.I. Slipchenko, S.I. Troitski // 22nd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, 2012, Conference Proceedings, art. № 6336097, pp. 565-567.

53. Бондаренко И.Н. Высокодобротные типы колебаний в нерегулярных гибридных структурах / И.Н. Бондаренко, А.В. Галич, Троицкий С.И. // Радиофизика и электроника, 2013, т. 4 (18), № 1, с.91-94.
54. Bondarenko I.N. High-Q modes in irregular hybrid structures / I.N. Bondarenko, A.V. Galich, S.I. Troitski // Telecommunications and Radio Engineering, Begell Hous, Inc., NY, (USA). Vol. 72, 2013, N 19, pp. 1747-1753.
55. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / под ред. В.И.Вольмана. – М. : Радио и связь, 1982. – 328с.
56. Bondarenko I.N. Microstrip resonant sensors / I.N. Bondarenko, A.V. Galich // 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, 2014, Conference Proceedings, art. № 6959725, pp. 984-985.
57. Бондаренко, И.Н. Измерительные резонаторные преобразователи на основе микрополосковых структур / И.Н. Бондаренко, А.В. Галич // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2014. Вып. 177. С. 130-135.
58. Bondarenko I.N. Measuring resonant transducers on the basis of microstrip structures / I.N. Bondarenko, A.V. Galich // Telecommunications and Radio Engineering, Begell Hous, Inc., NY, (USA). Vol. 74, 2015, N 9, pp. 807-814.
59. Масолов, В. Методы и средства измерения добротности СВЧ резонаторов / В. Масолов, В. Константинов - Образцовые и высокоточные средства измерений., Обз. инф. - Госкомитет СССР по управлению качеством. - №2, 1990. - с. 1-48.
60. Кудряшов, С.А. Панорамный метод измерения добротности резонаторов / С.А. Кудряшов, А.А. Никитин // Электронная техника, сэр. Электроника СВЧ, вып. 1 (435), 1991. - с. 54-55.
61. Petersan, P.J. Measurement of resonant frequency and quality factor of microwave resonators: Comparison of methods / P.J. Petersan, M. Anlage // Journal of Applied Physics, v. 84, N6, 1998. - p.3392-3402.

62. Бондаренко, И.Н. Измерение сдвигов резонансной частоты и изменений добротности СВЧ резонаторов с помощью ЧМ сигналов / И.Н. Бондаренко // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.- техн. сб. 2003. Вып. 132. –С.46-52.
63. Бондаренко, И.Н. Формирование сигналов сканирования в микроволновой микроскопии с резонаторным микрозондом / И.Н. Бондаренко, Ю.Е. Гордиенко, С.Ю. Ларкин // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.- техн. сб. Харьков, 2009. Вып. 158. – С. 59-67.
64. Бондаренко, И.Н. Применение системы АПЧ измерительного генератора в микроволновой сканирующей микроскопии / И.Н. Бондаренко, Ю.Е. Гордиенко, С.Ю. Ларкин // Радиоэлектроника и информатика. 2009. № 3. С.3-6.
65. Bondarenko I.N. Системы формирования информационных сигналов в резонаторной микроволновой микроскопии / I.N. Bondarenko, U.E. Gordienko, S.U. Larkin // 19th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, 2009, Conference Proceedings, art. № 5293003, pp. 563-564.
66. СВЧ полупроводниковые приборы и их применение / под. ред. Г. Уотсона. Пер. с англ. - М.: Мир, 1972. - 662с.
67. Горбачев, А.И. Полупроводниковые СВЧ диоды / А.И. Горбачев, С.В. Кукарин - М.: Советское радио, 1968. - 61с.
68. Карбовский, С.Б. Ферритовые циркуляторы и вентили / С.Б. Карбовский, В.Н. Шахгеданов. – М. : Советское радио, 1970. – 72 с.
69. Бычков, С.И. Стабилизация частоты генераторов СВЧ / С.И. Бычков, Н.И. Буренин, Р.Т. Сафаров – М.: Советское радио, 1962. – 376с.
70. Rosner, V. High-frequency near-field microscopy / V. Rosner, D.W. Van der Weide // Review of Scientific Instruments, 2002, v. 73, N7, p. 2505-2525.
71. Каганов, В.И. Системы автоматического регулирования в радиопередатчиках / В.И. Каганов - М.: Связь., 1969. - 232с.
72. Сафонов, В.В. Микроволновые устройства с активными резонаторами / В.В. Сафонов – Дис. ... канд. техн. наук. Днепропетровск, 2007. – 186с.

73. Bondarenko, I.N. Компенсационные свойства резонаторов бегущей волны с активными элементами / I.N. Bondarenko, O.N. Tkachenko // 19th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, 2009, Conference Proceedings, art. № 5292897, pp. 795-796.
74. Бондаренко, И.Н. Резонансный измерительный преобразователь в схеме резонатора бегущей волны с активным элементом / И.Н. Бондаренко, Ю.С. Васильев, О.Н. Ткаченко // Сб. научн. трудов 2 Международной научн. конф. «Электронная компонентная база. Состояние и перспективы развития», Харьков-Кацивели, 2009, с. 181-182.
75. Бондаренко, И.Н. Компенсация вносимых потерь в резонаторах бегущей волны с активными элементами / И.Н. Бондаренко, Ю.С. Васильев, О.Н. Ткаченко // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.- техн. сб. – Харьков, 2010. Вып. 160. – С. 295-301.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	3
1 РЕЗОНАТОРНІ ВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ.....	6
1.1 Пристрої мікрохвильової діагностики матеріалів і середовищ....	6
1.2 Фактори, що визначають добротність та стабільність параметрів НВЧ резонансних елементів.....	13
1.3 Основні вимоги до РВП.....	18
1.4 РВП на основі резонаторів на видах коливань E_{01n}	26
1.5 РВП на основі чвертьхвильового конічного коаксіального резонатора.....	40
1.6 РВП на основі призматичних прямокутних резонаторів на видах коливань H_{10n}	42
1.7 РВП на основі циліндричного резонатора на виді коливань H_{011} ..	49
1.8 РВП на основі нерегулярних коаксіальних структур.....	61
1.9 РВП на основі мікстрічкових структур.....	72
1.10 Висновки.....	77
2 СИСТЕМИ ФОРМУВАННЯ ТА ОБРОБКИ ПЕРВИННИХ ІНФОРМАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ.....	79
2.1 Похибки визначення основних параметрів РВП.....	79
2.2 Системи реєстрації з немодульованими сигналами.....	83
2.3 Модуляційні вимірювальні системи.....	90
2.4 Вимірювальні системи з автопідстроюванням частоти.....	101
2.5 Удосконалення та дослідження систем з НВЧ компенсуванням втрат у РВП.....	114
2.6 Висновки.....	126
Загальні висновки.....	126
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	127

Наукове видання

Бондаренко Ігор Миколайович,
доктор фізико-математичних наук, професор,
Харківський національний університет радіоелектроніки,
завідувач кафедри мікроелектроніки,
електронних приладів та пристроїв

МІКРОХВИЛЬОВІ РЕЗОНАТОРНІ АПЕРТУРНІ СЕНСОРИ

МОНОГРАФІЯ

Коректор *Власенко Л. О.*
Комп'ютерна верстка *Бондаренко І. М.*



Підписано до друку 28.11.18.
Формат 84x108 1/16. Папір офсетний. Гарнітура Times.
Ум. друк. арк. 8,13. Облік.вид. арк.. 4,66.
Наклад 100 прим. Зам. № МО-24/18

Видавець Мірошніченко Олег Анатолійович
61002, м. Харків, вул. Дарвіна, 16, кв. 25.
Свідоцтво Державного комітету телебачення
і радіомовлення України
серія ДК № 5818 від 28.11.2017 р.
ел. пошта: merash@i.ua