

Міністерство освіти і науки України
Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет _____ Електронної та біомедичної інженерії _____
(повна назва)

Кафедра _____ Мікроелектроніки, електронних приладів та пристроїв _____
(повна назва)

АТЕСТАЦІЙНА РОБОТА

Пояснювальна записка

рівень вищої освіти _____ другий (магістерський) _____

Гібридні сигнали в локальній НВЧ діагностиці малорозмірних об'єктів
на основі резонаторних зондів з коаксіальною апертурою _____
(тема)

Виконав:

студент 2 курсу, групи МНПм-18-1 _____

Слюсаренко О. А. _____
(прізвище, ініціали)

Спеціальність 153 «Мікро- та наносистемна
техніка»

Тип програми освітньо-професійна _____

Освітня програма «Мікро- та нанoeлектронні
прилади і пристрої»

Керівник докт. физ.-мат. наук Гордієнко Ю. О. _____
(посада, прізвище, ініціали)

Допускається до захисту

Зав. кафедри

(підпис)

Бондаренко І.М.
(прізвище, ініціали)

2019 р.

Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет Електронної та біомедичної інженерії _____

Кафедра Мікроелектроніки, електронних приладів та пристроїв _____

Рівень вищої освіти _____ другий (магістерський) _____

Спеціальність _____ 153 «Мікро- та наносистемна техніка» _____

Тип програми _____ освітньо-професійна _____

Освітня програма _____ «Мікро- та наноелектронні прилади і пристрої» _____

ЗАТВЕРДЖУЮ:

Зав. кафедри

_____ І.М.Бондаренко

« _____ » _____ 2019р.

ЗАВДАННЯ

НА АТЕСТАЦІЙНУ РОБОТУ

студентові Слюсаренку Олександру Андрійовичу _____

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Гібридні сигнали в локальній НВЧ діагностиці малорозмірних об'єктів на основі резонаторних зондів з коаксіальною апертурою _____

затверджена наказом по університету від 4 11 2019 р. № 1636 Ст

2. Термін подання студентом роботи до екзаменаційної комісії _____ 20__ р.

3. Вихідні дані до роботи зменшення заважаючих чинників в локальній НВЧ мікроскопії на основі АРВП за допомогою гібридних вимірювальних сигналів, інваріантних до різних заважаючих факторів. _____

4. Перелік питань, що потрібно опрацювати в роботі огляд методів досліджень, характеристики перетворення первинних сигналів, використання АПЧ для формування стандартних сигналів сканування, розподіл електромагнітного поля резонаторного зонда в об'єкті, розрахунок, формування та аналіз фундаментальних та гібридних сигналів. _____

5. Перелік графічного матеріалу із зазначенням креслеників, схем, плакатів, комп'ютерних ілюстрацій (слайдів) Презентація

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№	Назва етапів роботи	Терміни виконання етапів роботи	Примітка
1	Пошук літератури	02.09 — 25.09.2019	
2	Аналіз інформації	26.09 — 15.10.2019	
3	Підготовка теоретичних розділів роботи	16.09 — 28.10.2019	
4	Проведення теоретичного експерименту	29.10 — 11.11.2019	
5	Підготовка третього розділу роботи	12.11 — 25.11.2019	
6	Захист роботи	20.12.2019	

Дата видачі завдання _____ 20__ р.

Студент _____
(підпис)

Керівник роботи _____
(підпис) _____ (посада, прізвище, ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка містить: 66 с., 27 рис., 71 джерел, 1 додаток.

СКАНУЮЧА МІКРОХВИЛЬОВА МІКРОСКОПІЯ, НВЧ
ДІАГНОСТИКА, ГІБРИДНИЙ СИГНАЛ, АПЕРТУРА, ЗОНД, ЗРАЗОК,
РЕЗОНАТОР

Об'єкт дослідження — взаємодія електромагнітного поля зондових малорозмірних НВЧ вимірювачів з діелектричними та напівпровідниковими об'єктами.

Мета роботи — аналіз впливу заважаючих факторів в локальній НВЧ діагностиці та формування сигналів, здатних значно зменшити їх внесок.

Методи дослідження — дедуктивно-аналітичний аналіз процесів дослідження гібридних сигналів та їх моделювання.

У роботі представлений огляд різних конструкцій зондів, використання АПЧ та отримання первинних сигналів в СММ.

В результаті виконання роботи були побудовані гібридні сигнали на основі фундаментальних.

ABSTRACT

Explanatory note degree: 66 pages, 27 figures, 71 sources, 1 application.

SCANNING MICROWAVE MICROSCOPY, MICROWAVE DIAGNOSTICS,
HYBRID SIGNAL, APERTURE, PROBE, MODEL, RESONATOR

The object of study – interaction of electromagnetic field of microwave probe with dielectric and semiconductor objects.

Purpose – analysis of the influence of interfering factors in local microwave diagnostics and the generation of signals that can significantly reduce their contribution

Method of research – deductive-analytical analysis of processes of research of hybrid signals and their modeling.

The paper provides an overview of the various designs of probes, the use of AFC and the acquisition of primary signals in the SMM.

As a result of the work, hybrid signals were built on the basis of fundamental ones.

ЗМІСТ

ВСТУП	7
1 ОГЛЯД МЕТОДІВ ДОСЛІДЖЕНЬ	
1.1 Хвилевідний метод	9
1.2 Резонаторний метод	
1.2.1 Відкритий кінець коаксілу	12
1.2.2 Щілинні резонатори	19
1.2.3 Смушкові резонатори	22
2 МЕТОДИ ВИДІЛЕННЯ ТА ОБРОБКИ СИГНАЛІВ В СММ	
2.1 Характеристики перетворення первинних сигналів	25
2.2 Використання векторного аналізатора НВЧ кіл	29
2.3 Використання АПЧ для формування стандартних сигналів	
сканування	32
3 ЗМЕНШЕННЯ ВПЛИВУ ЗАВАЖАЮЧИХ ФАКТОРІВ В	
СКАНУЮЧІЙ МІКРОХВИЛЬОВІЙ МІКРОСКОПІЇ	
3.1 Розподіл електро-магнітного поля РЗ в об'єкті	40
3.2 Розрахунок та аналіз фундаментальних сигналів	44
3.3 Формування гібридного сигналу	49
ВИСНОВКИ	57
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ	59
ДОДАТОК А	67

СКОРОЧЕННЯ ТА УМОВНІ ПОЗНАКИ

- АПЧ – автоматична підстройка частоти;
АРВП – апертурний резонаторний вимірювальний перетворювач;
АСМ – атомносилова мікроскопія;
АЧХ – амплітудночастотна характеристика;
БМД – ближньопольова мікрохвильова діагностика;
ГКН – генератор керований напругою;
ЛМД – локальна мікрохвильова діагностика;
НВЧ – надвисока частота;
ПРЗ – просторова роздільна здатність;
РВП – резонаторний вимірювальний перетворювач;
РЗ – резонаторний зонд;
СММ – скануюча мікрохвильова мікроскопія;
СТМ – скануючий тунельний мікроскоп;
ФНЧ – фільтр низьких частот.

ВСТУП

В наш час бурхливо розвивається науково-технічний напрям - нанотехнологія, що охоплює широке коло, як фундаментальних, так і прикладних досліджень. Це принципово нова технологія, здатна вирішувати проблеми в таких різних областях, як зв'язок, біотехнологія, мікроелектроніка та енергетика. До неї слід віднести також скануючу зондову мікроскопію.

Першим мікроскопом який можна віднести до зондового був скануючий тунельний мікроскоп (СТМ). В свій час він швидко перетворився з інструмента експериментальних досліджень матеріалів в нанотехнологічний інструмент, незважаючи на те, що його застосування обмежується провідними зразками.

Атомносилові мікроскопи (АСМ) змогли подолати цей недолік та суттєво доповнити новими можливостями зондову мікроскопію.

Ємнісні (ЕСМ) та магнітні (МСМ) різновиди зондової мікроскопії відкрили напрямок дослідження електричних та магнітних властивостей.

Серед всіх цих різновидів, розглянемо найбільш перспективну — скануючу мікрохвильову мікроскопію (СММ). Вона в певній мірі здатна об'єднати та розширити коло задач що зараз вирішують вище згадані мікроскопії. Значна частина напрацювань в області СТМ, АСМ та ЕСМ може стати складовою частиною СММ.

Створення СММ пов'язують з реалізацією ближньопольової оптичної мікроскопії, що подолала межу Аббе, і успішністю НВЧ безелектродних методів контролю параметрів матеріалів.

Найбільший розвиток СММ досягла в області діагностики матеріалів та структур. Виконано також ряд робіт по застосуванню СММ в напівпровідниковому матеріалознавстві та біофізиці. Перспективність застосування СММ в розробках наноматеріалів та нанотехнологій в першу чергу пов'язана з більш широкими функціональними можливостями та більш глибоким зондуванням приповерхневої області об'єктів дослідження.

Особливо широкі функціональні можливості СММ добре ілюструються її застосуванням в діагностиці напівпровідникових матеріалів.

При НВЧ зондуванні сигнал від елемента сканування визначається не тільки нерівністю поверхні, а ще також значенням питомої електропровідності матеріалу (або $\text{tg}\delta$) та його діелектричною проникністю. З цими фізичними величинами пов'язані можливості якісно оцінювати ряд важливих електрофізичних властивостей напівпровідників. Таким чином створюються передумови багатопараметрової діагностики напівпровідникових матеріалів та структур на їх основі.

Однак, на відміну від СТМ та АСМ, що не мають таких широких функціональних можливостей, для СММ існує проблема одночасного підвищення ПРЗ та контрастності зображення. Це пов'язано з тим, що при підвищенні ПРЗ за рахунок зменшення зрізу вістря зонда чутливість його до зміни всіх параметрів об'єкта зменшується.

По мірі зняття цієї проблеми застосування СММ в технології мікроелектроніки буде розширюватись від технології субмікронних інтегральних схем до технології наноелектроніки.

Метою роботи є аналіз впливу заважаючих факторів в локальній НВЧ діагностиці та формування сигналів, здатних значно зменшити їх внесок.

Реалізація мети передбачає вирішення таких завдань:

- проаналізувати теорію методів досліджень в СММ;
- зробити огляд формування сигналів;
- провести теоритичний експеримент;
- сформулювати висновки.

1 ОГЛЯД МЕТОДІВ ДОСЛІДЖЕНЬ

1.1 Хвилевідний метод

СММ мікроскопи можуть створюватися основі резонансних та нерезонансних систем. У нерезонансних мікроскопах досліджуваний зразок може розміщуватися, наприклад, на кінці або поблизу кінця розімкнутої лінії передачі. Про властивості зразка в цьому випадку судять за коефіцієнтом відбиття або поглинання. В якості такої лінії часто використовують коаксіальну лінію. Можуть бути використані також хвилевід з резонансною щілиною або мікросмужкова лінія. Можлива комбінація описаних вище типів мікроскопів, коли розімкнена лінія підключена до резонатора. Такі мікроскопи є більш інформативними. У СММ використовують режим роботи, коли в якості зонduючого поля використовується тип хвилі що не поширюється. Як джерело такого випромінювання можна використовувати циліндричний хвилевід зменшеного поперечного перерізу. Загасання хвилі в такому хвилеводі відбувається на відстані, приблизно рівному діаметру хвилевода. Недоліком таких мікроскопів є характерне для них висока відбиття сигналу і внаслідок цього мала амплітуда зонduючого сигналу. Перевагою використання таких типів хвиль є те, що вони, хоч і загасають на малій відстані, але дозволяють отримати високу роздільну здатність.

Автори [1] пропонують використовувати в якості скануючого зонда СММ відрізок хвилевода що звужується по висоті. В даному мікроскопі використовувався вимірювач, працюючий в міліметровому діапазоні довжин хвиль. Він дозволяє робити вимірювання в більшій смузі частот, ніж резонансні. Схема мікроскопа та датчика приведені на рис. 1.1.

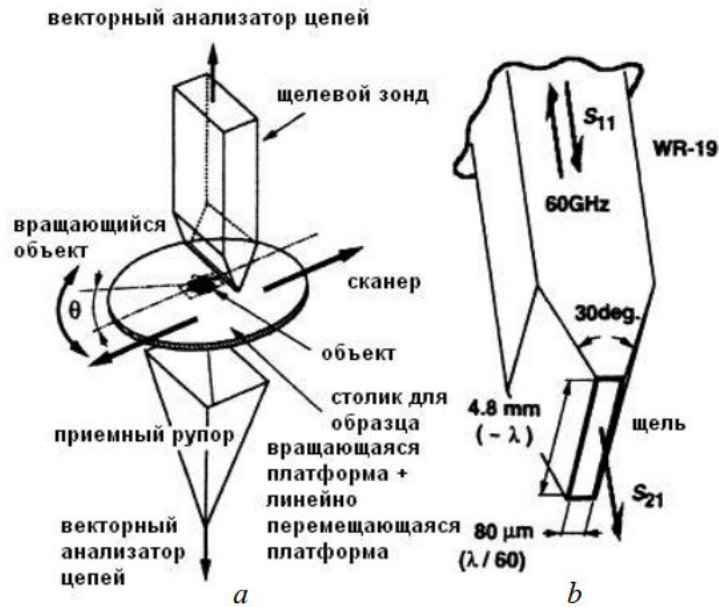


Рисунок 1.1 – Схема мікроскопа та датчика [2]

Конусоподібну частину датчика можна розглядати як послідовність хвилеводів з різними висотами. При цьому розміри вибиралися таким чином, щоб вихідний імпеданс збігався з імпедансом вільного простору. Перевагою використовуваного зонда, на думку авторів [1], є високий коефіцієнт проходження хвилі до випромінюючого отвору навіть при надзвичайно малій ширині щілини. У порівнянні з датчиком на основі резонансу, цей може працювати в широкій смузі частот.

Автори [10] з метою зменшення флуктуацій, пов'язаних з відбиттям від поверхні, на якій розташовується досліджуваний об'єкт, ввели в НВЧ-мікроскоп, що працює в міліметровому діапазоні довжин хвиль, конструкцію зондової частини якого описана в [1], додатковий пристрій. Це пристрій являє собою напівсферичну лінзу, що покрива сферичну поверхню невідбиваючим хвилі матеріалом. Даний пристрій також використовується для зменшення впливу на вихідний сигнал складової пов'язаної з полем хвилі, що розповсюджується.

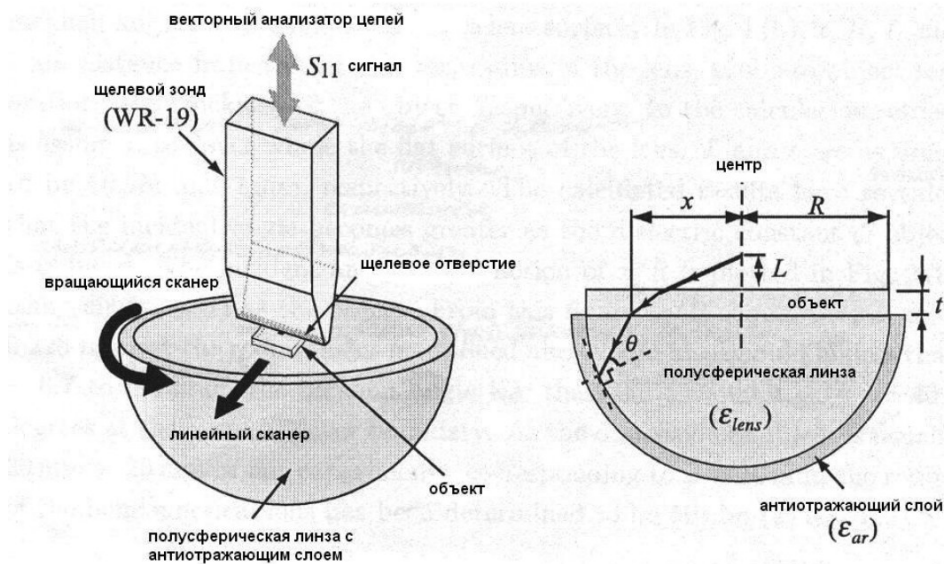


Рисунок 1.2 – Схема мікроскопа та датчика [2]

На рис. 1.2 представлена конструкція мікроскопа і поперечний зріз додаткового пристрою. Робоча частота мікроскопа становила приблизно 60 ГГц. В якості зонду так само, як і в [1], використовувався відрізок хвильоводу що звужується по висоті. Зріз відкритого кінця хвильоводу становило $4.8 \text{ мм} \times 80 \text{ мкм}$.

Згідно результатів [10] впливає, що, коли досліджуваний об'єкт встановлюється на запропонований пристрій, небажані флуктуації сигналу повністю зникають, якщо діелектрична проникність об'єкта менше, ніж у матеріалу лінзи.

Незважаючи на ці переваги нерезонаторні системи мають суттєві недоліки, а саме мала чутливість та необхідність великої кількості досліджуваного матеріалу [3-6]. Тому на зараз найбільшого поширення набули резонаторні методи. При їх використанні досягається найбільш точна оцінка встановлюваних величин по вимірюванню добротності та резонансної частоти резонатора. Досліджуваний зразок можна по-різному вносити в електромагнітне поле НВЧ резонатора з різними видами коливань. При цьому можна виключити вплив вимірювального тракту на умови взаємодії проби з полем резонатора.

1.2 Резонаторний метод

1.2.1 Відкритий кінець коаксілу.

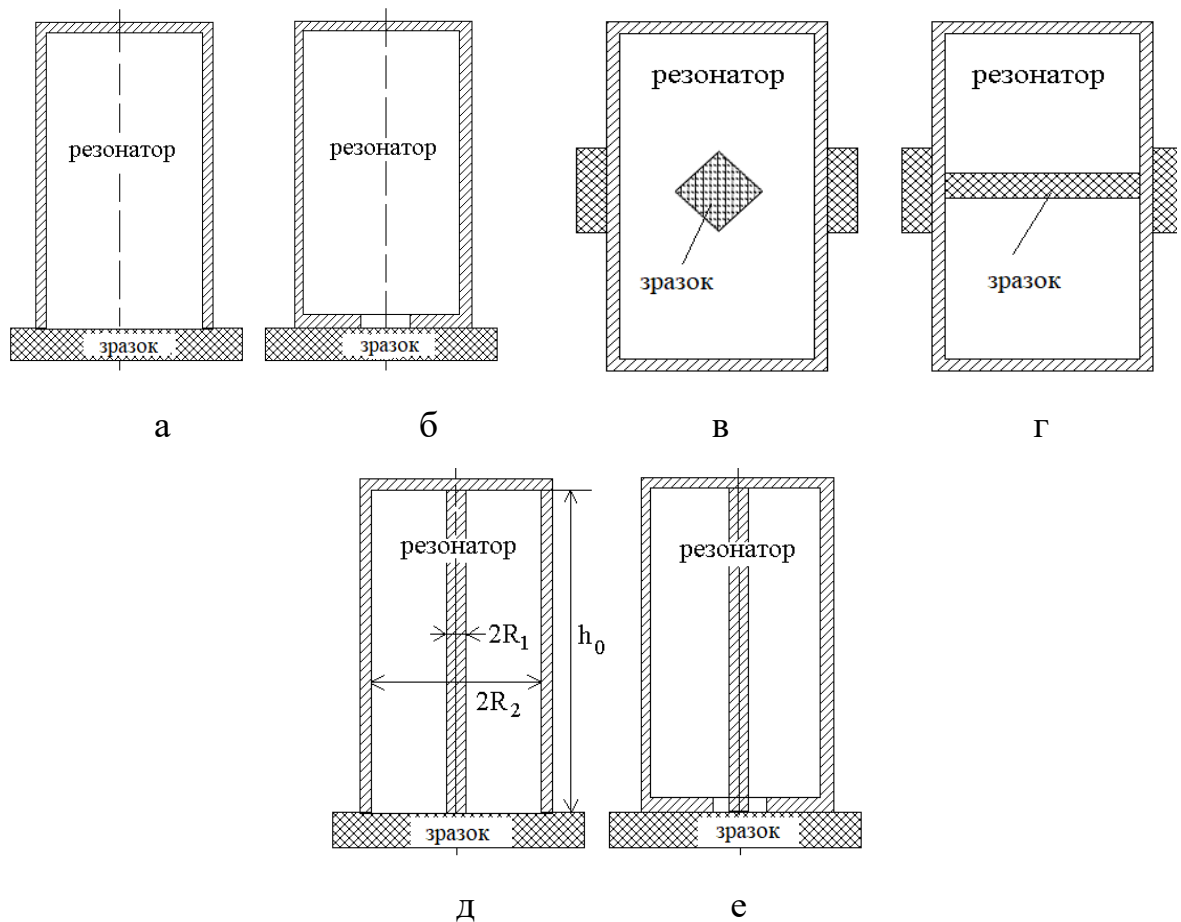
Розглянемо найбільш поширені типи резонаторних вимірювальних перетворювачів (РВП) (рис. 1.3). В основу класифікації резонаторних вимірювальних перетворювачів покладено тип передавальної лінії, яка утворює резонатор.

Взаємодія поля резонатора з досліджуваним зразком здійснюється за рахунок апертури - вимірювального отвору, виконаного в одній зі стінок резонатора [7]. Це дозволяє розташовувати зразок поза резонатора і суттєво зменшувати необхідний для дослідження обсяг зразка, мінімізуючи його спеціальну підготовку.

У РВП циліндричного типу, в режимі коливань апертурою є повністю (рисунок 1.3, а) або частково (рисунок 1.3, б) відкритий торець [7, 8].

У РВП прямокутного типу, апертура представлена прямокутним вирізом в одній зі стінок [11] та працюють з коливаннями типу H_{10n} і E_{11n} (рисунок 1.1, в, г, відповідно). Недоліком цих РВП є громіздкі розміри резонатора і зразка, нетехнологічність проведення вимірювань, а отже мала локалізація НВЧ поля.

РВП коаксіального типу утворені відрізком коаксіалу (рис 1.3, д, е) та мають апертуру у вигляді відкритого торця коаксіальної лінії. Вони набули найбільшого поширення за рахунок зовнішнього розташування об'єкта на відкритому торці, широким діапазоном робочих частот, та значною концентрацією електричного поля в зразку, [3, 9, 12].



Циліндричні (а, б), прямокутні (в, г), коаксіальні (д, е) резонатори

Рисунок 1.3 — Типи резонаторних вимірювальних перетворювачів

Беручи це до уваги розглянемо їх більш детально. Коаксіальний хвилевід, як складова резонатора, починаючи з постійного струму, може збуджуватися на будь-яких частотах. Нижчий тип хвилі в коаксіальній лінії - Т-хвиля, при цьому не виключається можливість існування електричних і магнітних типів хвиль [10, 8].

Одномодовий режим Т-хвилі в коаксіальному хвилеводі при заповненні діелектриком з параметрами, без втрат, забезпечується на довжинах хвиль [8]:

$$\lambda = \pi(R_1 + R_2)\sqrt{\epsilon\mu}, \quad (1.1)$$

де R_1 і R_2 - геометричні розміри коаксіального резонатора (рис 1.2, д).

Хвильовий опір коаксіального хвилеводу без втрат для Т-хвилі при заповненні діелектриком з відносною діелектричною проникністю ε визначається як [7]:

$$Z_T = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} 60 \ln \frac{R_2}{R_1} . \quad (1.2)$$

Резонансна частота чвертьхвильового коаксіального резонатора для Т-хвилі визначається як [8]:

$$f_0 = \frac{c(2n - 1)}{4h_0\sqrt{\varepsilon\mu}} , \quad (1.3)$$

де h_0 - висота резонатора;

n - кількість чвертьхвиль уздовж резонатора.

Власна добротність чвертьхвильового коаксіального резонатора без втрат на випромінювання із відкритого торця визначається виразом:

$$Q_0 = \frac{c}{\Delta \left[16 + \frac{2(1 + R_2 / R_1)h_0}{R_2 \ln(R_2 / R_1)} \right] f_0} , \quad (1.4)$$

де Δ – товщина скін-шару.

В [8] наводиться співвідношення, при якому теплові втрати мінімальні:

$$\frac{R_2}{R_1} = 3,6 . \quad (1.5)$$

В цьому випадку добротність резонатора буде максимальною.

Резонансна частота f_0 коаксіального резонатора с вкорочуючою ємністю (рис 1.2, е) визначається із рівняння:

$$2\pi f_0 C - \frac{1}{Z} \operatorname{ctg} \frac{2\pi f_0 h_0}{c} = 0, \quad (1.6)$$

де C - величина зосередженої ємності,
 Z - хвильовий опір коаксиала,
 c - швидкість світла у вільному просторі.

Данні формули для коаксiального резонатора є спрощеними бо не враховують теплові втрати в стінках та випромінювання з відкритого торця. Наявність цих втрат в реальному резонаторі призводить до того, що необхідно їх враховувати при проведенні теоретичних досліджень.

З аналізу літературних джерел випливає, що в СММ найбільшого поширення отримали зондові РВП на основі коаксiальних резонаторів із циліндричною накопичувальною областю I (рис. 1.3, а). У дослідженнях з неруйнуючого НВЧ контролю напівпровідників [13-14] пропонується для збільшення чутливості й робочої добротності використовувати РВП з ємністю, що укорочує (рис. 1.3, б). При цьому підвищується накопичувальна НВЧ енергія в об'ємі I резонатора за період коливань, але звужується частотний діапазон застосування СММ.

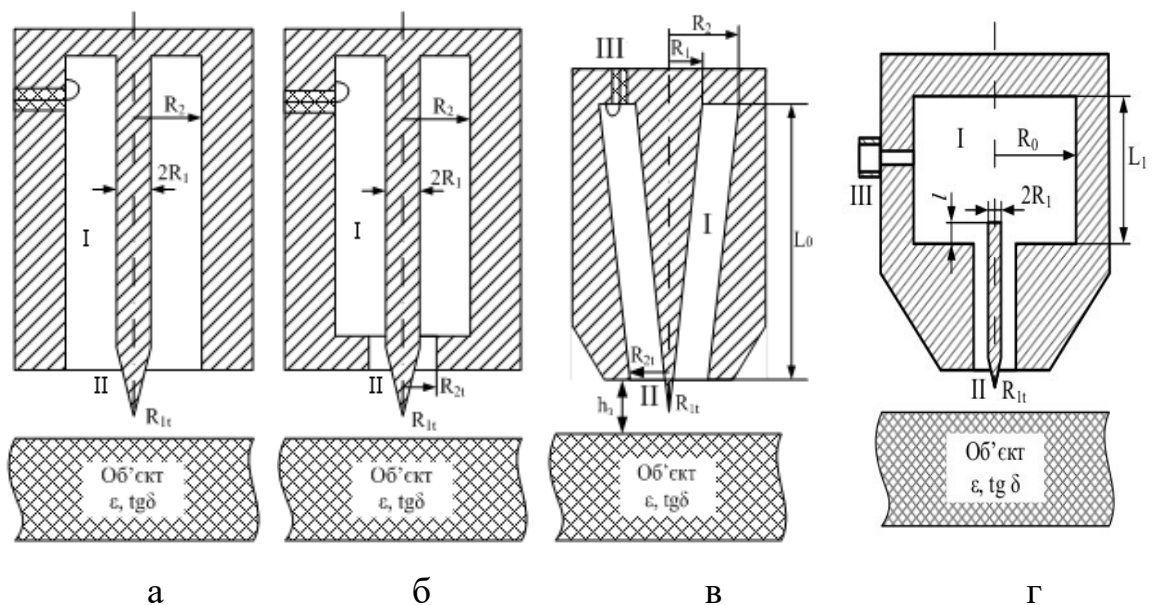


Рисунок 1.4 – Схематичне зображення РВП різних типів для СММ [50]

Також, особливу увагу варто звернути на можливі перспективи використання в СММ конусного коаксіального РВП [15, 16] (рис. 1.4,в). Його конструкція дозволяє одночасно збільшити робочу добротність за рахунок оптимального проектування накопичувальної області I і зберегти більш широкий частотний діапазон, характерний коаксіальним резонаторам.

У короткохвильовій частині НВЧ діапазону перспективним виявляється застосування для СММ зондового РВП на основі об'ємних резонаторів [17] з коаксіальним виводом зонда (рис. 1.4,г).

У всіх представлених варіантах взаємодія електромагнітного поля РВП з об'єктом здійснюється через коаксіальну вимірювальну апертуру II. Її геометрія, у першу чергу, визначає просторову роздільну здатність (ПРЗ) СММ. Чутливість зондових РВП, що впливає на контрастність зображення в СММ, залежить як від геометрії апертури, так і від властивостей накопичувальної частини резонатора I та зв'язку з вимірювальним НВЧ трактом III.

Для детального аналізу зондових РВП і їхнього оптимального проектування за критеріями СММ, у першу чергу, необхідне встановлення особливостей розподілу електромагнітного поля в об'ємі всієї електродинамічної системи, що включає й об'єкт дослідження. Однак, найбільшу увагу доцільно звернути на область апертурної взаємодії зонда з об'єктом.

Разом з тим, проведемо спочатку порівняльне дослідження загальних кількісних характеристик представлених зондових РВП для СММ. При цьому об'єкт представимо класичним напівпровідниковим матеріалом – кремнієм, що має відносну діелектричну проникність $\epsilon=12$ у широкому діапазоні частот.

Як показано раніше, такі характеристики, у першу чергу, визначаються залежностями добротності й резонансної частоти РВП від параметрів об'єкта. Зміна резонансної частоти в основному несе інформацію про просторову неоднорідність поверхні об'єкта й діелектричних властивостей утворених на ній шарів іншого матеріалу (наприклад, плівок SiO_2).

Оцінку кількісного значення цих фактично фундаментальних вимірювальних сигналів РВП будемо робити, використовуючи результати чисельного рішення завдання про власні коливання електродинамічних систем, схематично зображених на рисунку 1.4. Як уже вказувалося раніше, саме рішення здійснюється методом кінцевих елементів, по алгоритмах, що забезпечують облік всіх граничних умов і оптимізують вибір робочої сітки елементів.

На рисунку 1.5 наведені епюри розподілу НВЧ електричного поля робочих видів коливань аналізованих РВП з коаксіальною вимірювальною апертурою (РВП КВА). Симетрія розподілу полів свідчить про правильний вибір ущільнення сітки.

Важливим також є те, що встановлений розподіл поля за межами накопичувальної області є вузько локалізованим у приапертурній області об'єкта або вільного простору. Тому РВП з такими розмірами апертури називаються ближньопольовими. Геометрія коаксіальної апертури у всіх видів РВП і характер розподілу поля в ній має однаковий характер. Геометрія накопичувальної частини по розмірах відображена в підписунокних підписах.

Порівняння епюр показує, що якісний характер розподілу поля в об'єкті практично не відрізняється для різних РВП. Фізичні передумови виникнення якісного розходження, на нашу думку, також відсутні.

Кількісне розходження амплітуди поля має місце, що пояснюється ступенем узгодження апертури з накопичувальним об'ємом.

Розподіл поля в основному об'ємі накопичувальної частини добре відповідає відомому з аналітичних співвідношень ТЕМ виду для циліндричного (рисунок 1.5,а) і конусного (рисунок 1.5,в) коаксіальних резонаторів, а також від H_{012} виду для циліндричного об'ємного резонатора (рисунок 1.5,г). Це підтверджує працездатність використовуваної програми чисельних досліджень.

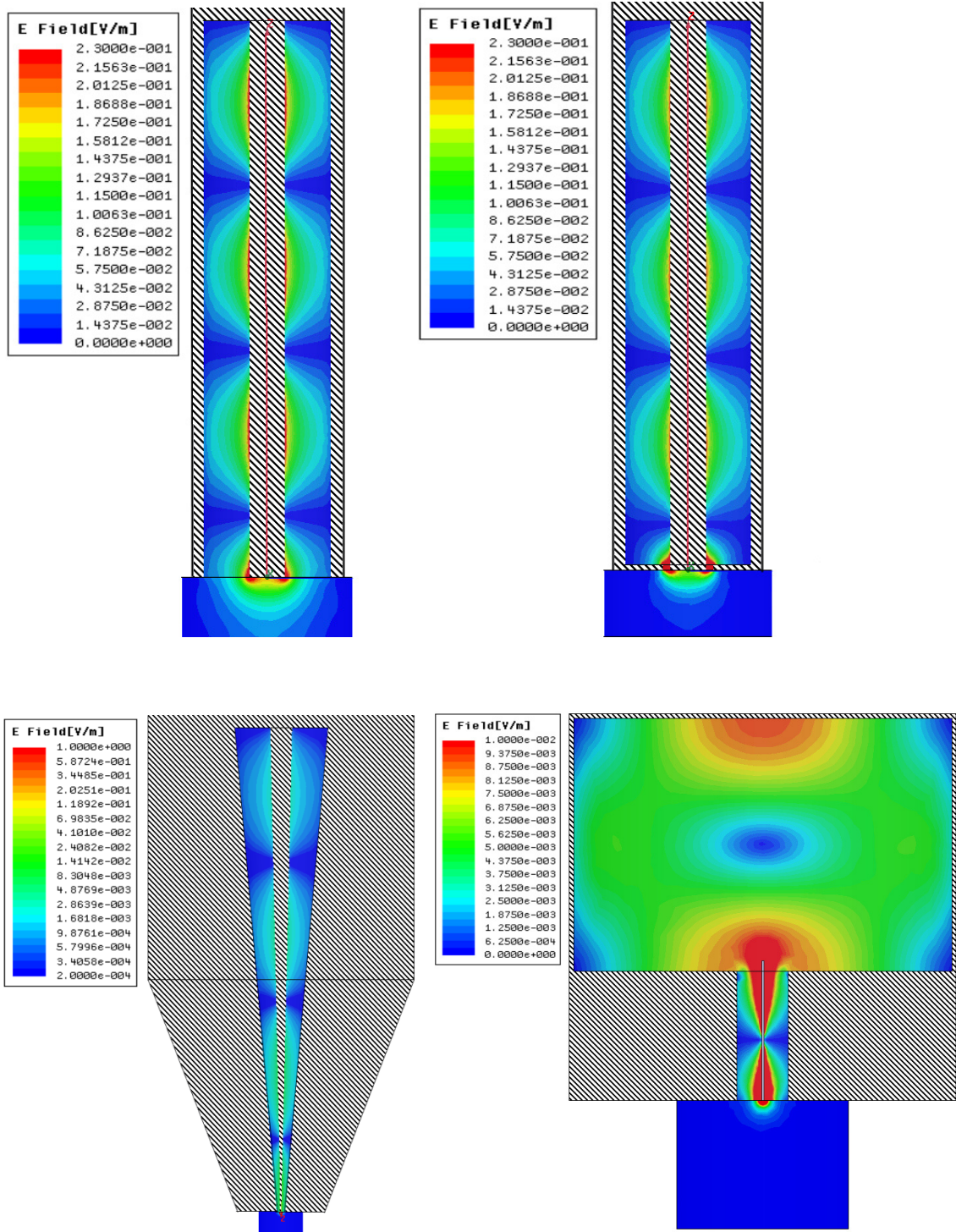


Рисунок 1.5 – Епюри розподілу електричного поля для РВП різних типів, розташованих відповідно до рисунку 1.4

Порівняння конусного РВП з циліндричним конструктивом датчика показує, що конусність сприяє кращому узгодженню резонатора з апертурою.

Це проявляється в збільшенні «провисання» поля в об'єкті, як наслідок, в підвищенні чутливості датчика при заданій просторовій розподільній здатності.

1.2.2 Щілинні резонатори.

У більшості ЛМД використовуються мікрозонди, характерні розміри яких по двох координатах поперечного перерізу мають величини одного порядку. Зондування має істотно інший характер при використанні мікрозондів з вузькою щілиною. Перевага такої конструкції полягає в значно більшому пропусканні НВЧ випромінювання в порівнянні з малими круговими отворами. Для міліметрового діапазону довжин хвиль були розроблені, зокрема, пристрої з вузькою резонансною щілиною [59, 60], металевим мікрощілинним зондом [62], тонкою щілинною апертурою на опуклому кінці прямокутного хвилеводу [62]. В [1] використовувався порожній прямокутний хвилевід з вузькою щілиною на торці, що добре пропускає хвилі з ТЕ поляризацією. Довжина щілини вибиралася кратній половині довжини хвилі випромінювання, ширина становила приблизно 0,1 мм. Частота зондувального випромінювання змінювалася на кілька десятків ГГц, добротність щілинного резонатора була при цьому не занадто високою. В [61, 1] використовувалася щілина на кінці прямокутного хвилевода, що звужувався, це в принципі дозволяло одержувати коефіцієнт пропускання НВЧ випромінювання приблизно 0,2. При скануванні просторова здатність у напрямку, перпендикулярному щілині, приблизно відповідає її ширині. Проводячи вимірювання по двох координатах і міняючи при цьому взаємну орієнтацію зразка відносно щілини на 90° , реєструють результати сканування у вигляді ортогональних проекцій. Спільний аналіз двох отриманих інтегральних рівнянь по алгоритмах, подібним використовуваним у магнітній резонансній томографії, дозволяє одержати шуканий двовимірний розподіл по двох проекціях [1, 63].

Застосування в ЛМД мікрозонда із щілинною апертурою на опуклій поверхні [64-66] дозволяє трохи підвищити здатність і в напрямку уздовж щілини, оскільки найбільш ефективно випромінювання взаємодіє зі зразком у її середній частині. Ще одна модифікація мікрозонда із щілинною апертурою

припускає використання для поляризаційних вимірювань двох взаємно перпендикулярних щілин на опуклому діелектричному кінці циліндричного хвилеводу [67]. Поляризоване випромінювання із хвилеводу направлялося на зразок через одну із щілин. Стан поляризації НВЧ хвилі змінювався в результаті відбиття від анізотропного матеріалу. Ортогональні компоненти відбитого випромінювання потрапляли назад у хвилевід через обидві щілини й надалі розділялися й реєструвалися окремими НВЧ–детекторами.

Становить інтерес конструкція щілинного мікрозонда на основі циліндричного діелектричного резонатора з металевим покриттям [65, 66]. Для плоского торця хвилеводу оптимальна довжина щілини дорівнює приблизно $\lambda/\epsilon^{1/2}$, де λ – довжина хвилі випромінювання, ϵ – відносна діелектрична проникність резонатора. Якщо використовується конічний або напівсферичний кінець мікрозонда, то довжина щілини вибирається більше зазначеної величини. Для одержання двовимірного розподілу питомого опору зразка [59, 60] інформативні сигнали сканування можуть оброблятися з використанням процедур зворотної згортки подібно тому, як це робиться в магнітній резонансній томографії.

Подібна конструкція використовувалася як мікрохвильовий зонд у скануючій парамагнітній двокоординатне резонансній сканування мікроскопії біологічних об'єктів [64]. Проводилося з використанням щілин шириною від 4 до 100 мкм. Описана конструкція дозволяла також реалізувати локальне нагрівання зразків НВЧ випромінюванням до температури 100° С на площі приблизно 0,1 мм² [65, 66].

Однією з важливих задач при реалізації ЛМД є забезпечення надійного контролю відстані між зондом і зразком. Рисунок 1.4 ілюструє одну зі схем такого контролю, реалізованого в [62], де описано ЛМД із комбінованим щілинним зондом, що працює на двох частотах (5 МГц та 82 ГГц), що істотно розрізняються.

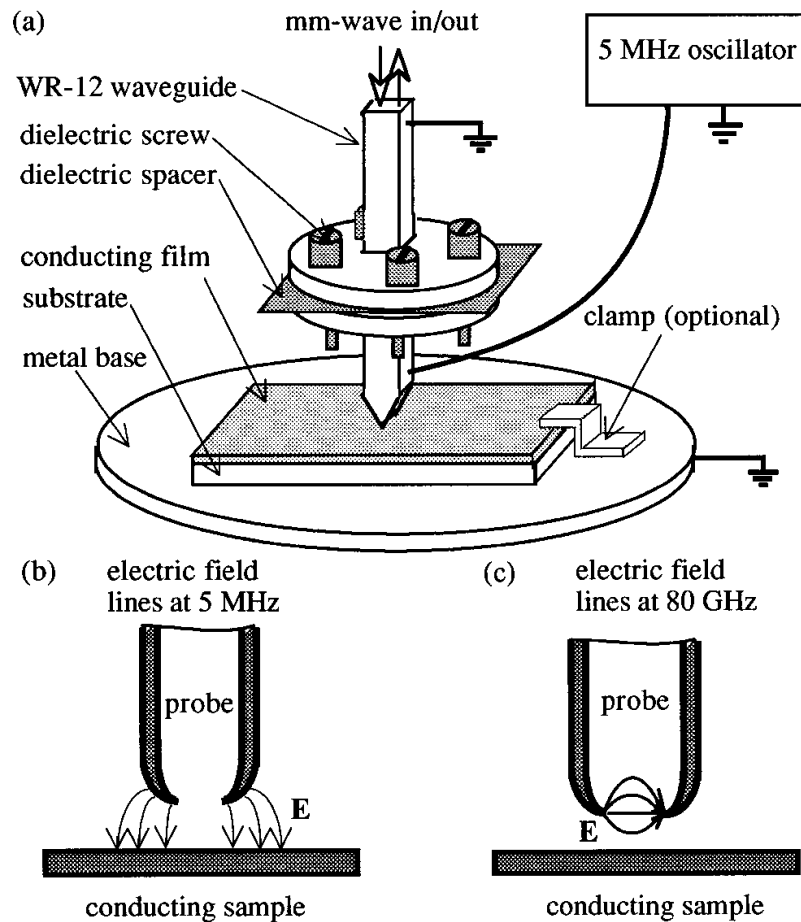


Рисунок 1.6 – Двочастотний комбінований щілинний зонд із ємнісним контролем відстані до досліджуваної поверхні

Низькочастотний сигнал використовувався для контролю відстані зонд–зразок, а НВЧ сигнал – для вимірювання поверхневого опору провідного зразка. Опуклий металевий зонд мав на кінці вузьку щілинну апертуру. Ця апертура на НВЧ частотах працює як приймально–передавальна антена. У хвилеводі збуджувалася основна ТЕ хвиля, що відбивалася від об'єкта й аналізувалася. Суттєвою обставиною є той факт, що відбитий сигнал не залежить від відстані зонд–зразок, оскільки силові лінії електричного поля в основному паралельні поверхні зразка, у якому наводяться індукційні струми, що залежать від провідності й товщини зразка. Ізольована коротка частина зонда є осцилятором на частоті 5 МГц. На резонансну частоту осцилятора суттєво впливає ємність «зонд–зразок», яка залежить від відстані d між ними. Оскільки ширина щілини суттєво менше довжини хвилі випромінювання, поле можна вважати

квазістатичним. При цьому силові лінії поля перпендикулярні поверхні зразка й не наводять у ньому струми, а лише індують заряди. Ємність в основному визначається d і практично не залежить від опору зразка. Таким чином, цей радіочастотний сигнал можна використовувати для контролю відстані зонда від зразка по величині ємності.

Для щілинної резонансно–апертурної мікрохвильової діагностики характерні більш високі рівні НВЧ сигналів, ніж для інших схем ЛМД. Крім того, щілинне сканування при оптимізації обробки експериментальних результатів значно скорочує час дослідження зразків у порівнянні із зондуванням точковими мікрозондами. Тому розглянутий напрямок становить безсумнівний інтерес і буде розвиватися в майбутньому.

1.2.3 Смушкові резонатори.

Перспективною видається реалізація РВП на основі смушкових і мікросмушкових структур, що створюються за допомогою планарних технологій, які досить добре відпрацьовані при виготовленні мікро- і нанорозмірних елементів сучасної мікроелектроніки.

При позитивному вирішенні завдання створення таких РВП відкриваються можливості побудови інтегральних механізмів формування інформаційних сигналів СММ, що включають в себе як первинний перетворювач (сенсор), так і систему формування і попередньої обробки сигналів, а також розробки такого конструктиву мікрозонда [49].

Найбільш простим по конструкції і технології резонансним елементом на основі мікрополоскової лінії є напівхвильовий резонатор. Набір формул для розрахунку параметрів такого резонатора наведено в [68]. У роботі розрахована власна (ненавантажена) добротність мікрополоскового напівхвильового резонатора $Q_0 \sim 5 \cdot 10^2$. Отримане розрахункове значення добротності є максимально можливим для даної структури.

На практиці, при конфігуруванні півхвильового резонансного відрізка мікрохвильової лінії у вигляді півхвильового відрізка з зондовою структурою, а також необхідності забезпечення зв'язку такого РВП з зовнішніми ланцюгами

вимірювальної системи, реальне робоче значення добротності буде в півтора-два рази менше. У зв'язку з цим в роботах [69,70] 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.

Також в [69, 70] показана можливість створення РВП на основі кільцевого резонатора стоячої хвилі з підключеною до нього мікрозондової структури. Топологія, розподіл полів наведені на малюнку 1.7, а. Однак, добротності резонансів для розглянутої структури невисокі і складають всього кілька десятків. У зв'язку з цим було проведено модельний аналіз РВП на основі подібних резонансних структур. У підсумку була обрана структура, топологія якої і розподіл поля для одного з резонансів на частоті приблизно 10, 11 ГГц показані на рисунку 1.7, б.

При цьому в вихідних сигналах спостерігається сильна залежність величини добротності від значення $\text{tg}\delta$ зразків поблизу вістря, що свідчить про можливість використання перетворювачів такого типу для діагностики різних матеріалів і об'єктів. Найбільш висока чутливість до зміни величини втрат в зразку проявляється на більш високодобротному резонансі на частоті 10, 11 ГГц [68]. Варіювання величини діелектричної проникності зразка в межах 1 - 12 показує зростання чутливості розглянутого РВП до величини втрат в зразку зі збільшенням ϵ .

При моделюванні кільцевого РВП також була виявлена залежність його резонансних характеристик від співвідношення хвильових опорів збудливою смужковою лінією, кільцевого резонатора і мікрозондовою структурою.

Проведені дослідження дозволяють зробити наступні висновки: зміна топології напівхвильових резонансних відрізків мікросмужкової лінії не призводить до істотної зміни їх резонансних властивостей; на загострених ділянках (прототипах зондів) досягаються підвищені значення напруженостей локалізованих полів; РВП на основі кільцевих резонаторів стоячих хвиль дозволяють підвищити добротність більш ніж на порядок в порівнянні з

напівхвильовими резонаторами; АЧХ розглянутих структур володіють чутливістю до змін параметрів об'єктів, розташованих поблизу зондів, що може бути використано для діагностики.

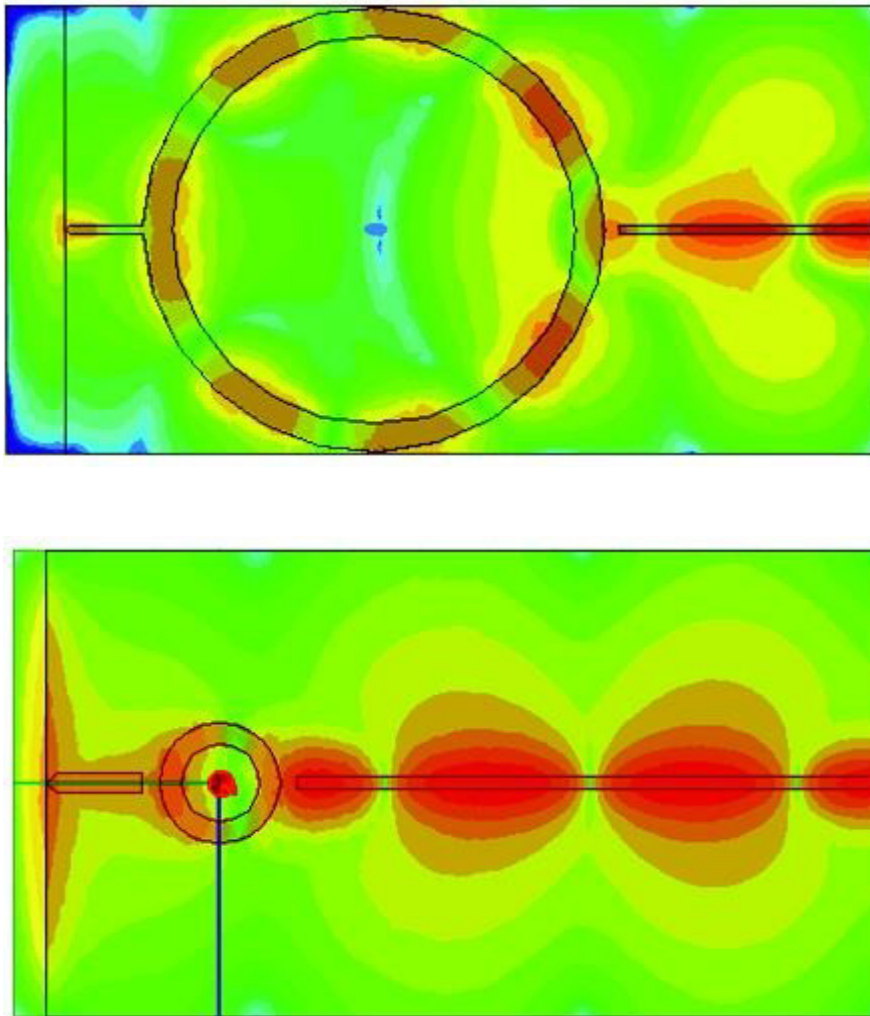


Рисунок 1.7 – Топологія планарного резонатора

У той же час до практичної експериментальної реалізації мікросмужкових резонансних структур з зондами необхідне проведення додаткових досліджень з аналізу можливостей максимального використання їх резонансних властивостей, оптимізації топології структур РВП з урахуванням використовуваних матеріалів і доступних технологій виготовлення.

2 МЕТОДИ ВИДІЛЕННЯ ТА ОБРОБКИ СИГНАЛІВ В СММ

2.1 Характеристики перетворення первинних сигналів

У процесі роботи з мікрохвильовими датчиками зміни структурних і електрофізичних параметрів досліджуваного зразка викликають зміни інформативного сигналу на виході приладу. Залежно від типу датчика інформативними параметрами можуть бути зміни резонансної частоти й добротності системи «резонатор–зразок», амплітуди й фази НВЧ хвилі, активної й реактивної складових повного опору. Задачею оптимального формування сигналів є одержання найбільших коефіцієнтів перетворення варіацій характеристик скануючого зразка в зміни параметрів інформативного сигналу з високим співвідношенням «сигнал/шум».

Інформативні сигнали в мікрохвильовій сенсориці можуть формуватися в різних режимах. Пасивні мікрозонди звичайно використовуються на частотах, при яких спостерігається максимальна амплітуда НВЧ сигналу, відбитого від зразка або який пройшов через нього [18, 19, 20]. НВЧ датчики із резонаторними системами можуть використовуватися на фіксованій частоті [21, 22] або з використанням системи зворотного зв'язку, яка підбудовує частоту НВЧ генератора, що задає, під резонансну частоту, що змінюється, системи «резонатор–зразок» [23, 24, 25]. При роботі на фіксованій частоті вибирається ділянка максимального нахилу кривої залежності коефіцієнта пропускання або відбиття резонатора від частоти. При зміні властивостей зразка змінюється резонансна частота й добротність системи «резонатор– зразок» [26, 27]. Вимірюються коефіцієнти пропускання або відбиття резонатора на даній фіксованій частоті, зміна яких дає інформацію про відмінність параметрів досліджуваного матеріалу на різних ділянках зразка, що сканують.

На виході НВЧ датчика із резонансною системою для одержання корисної інформації можуть використовуватися пари незалежних параметрів, у якості

яких можуть бути використані частота й добротність, амплітуда й фаза, дійсна й уявна частини комплексного опору. У мікрохвильовій сенсориці із резонаторними мікрозондами реєструють зміну резонансної частоти й добротності. Для визначення добротності звичайно модулюють частоту НВЧ генератора, що задає, вимірюють амплітуду або потужність НВЧ випромінювання, відбитого від резонатора або що пройшов через нього, і реєструють ширину смуги пропускання резонансної системи ΔF за рівнем потужності 0,5. Шукану добротність Q при резонансній частоті F знаходять по формулі $Q=F/\Delta F$. Відомі різні схемотехнічні рішення, що дозволяють одержувати в реальному часі в процесі сканування зразка значення резонансної частоти й добротності. НВЧ резонаторні зонди дозволяють формувати два фундаментальні сигнали, що називаються характеристиками перетворювання. Вони пов'язані зі зміною добротності та резонансної частоти зонда при скануванні об'єкта з неоднорідним розподілом властивостей.

Багатопараметровість його діагностики (мікроскопія неоднорідності різних фізичних величин та пов'язаних з ними властивостей) досягається додатковим впливом на об'єкт [28 – 31] або взаємодію зонда з об'єктом [32].

Вказані фундаментальні сигнали залежать по величині від значення власної добротності резонатора; середньої величини фундаментальних НВЧ параметрів об'єкта (ϵ і $\text{tg}\delta$); ступеню взаємодії об'єкта з полем в апертурі зонда та ін. [33 – 36]. Тому при їх формуванні необхідно враховувати електродинамічні характеристики зонда та діапазон значень ϵ і $\text{tg}\delta$ об'єкта.

Для попереднього наближеного аналізу взаємозв'язку добротності з означеними вище факторами процесу СММ можна скористатися наступним відомим співвідношенням.

$$Q = 2\pi f_0 \frac{W_{zan}}{P_{nom}} = 2\pi f_0 \epsilon_0 \frac{\int_V \epsilon E^2 dV}{P_{cm} + P_{unp} + \int_{V_s} \sigma_s E^2}, \quad (2.1)$$

де f_0 – резонансна частота зонда;

ϵ_0 – абсолютна діелектрична проникність вакууму;

ϵ – відносна діелектрична проникність середовища, що входить в різні частини об'єму V електродинамічної системи резонатор-зразок;

E – амплітудне значення напруженості НВЧ поля в різних частинах електродинамічної системи резонатор-зразок;

V_s , σ_s – включений в поле об'єм об'єкта та питома електропровідність його матеріалу;

$P_{ст}$ – НВЧ втрати в стінках зонда;

$P_{випр}$ – НВЧ втрати на випромінювання із зонда.

Напруженість НВЧ поля E , значення ϵ_s та σ_s є функціями координат.

Пов'язані з добротністю зонда сигнали зображення в СММ формуються як її зміни $(\delta Q/Q)$, визвані як, в першу чергу, зміною питомої електропровідності об'єкта $\delta\sigma_s/\sigma_s$, так і інших його параметрів (наприклад $\delta\epsilon_s/\epsilon_s$; нерівності поверхні $\delta h_z/h_z$). При цьому вказані зміни параметрів об'єкта впливають на величину $\delta Q/Q$ не тільки через прямо входні в (2.1) їх величини, але й опосередковано через їх вплив на розподіл поля E та значення $P_{ст}$ та $P_{випр}$.

Співвідношення зміни резонансної частоти $\Delta f/f$ одержують аналогічно

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{\Delta W_{зан}}{W_{зан}} = \frac{\int_{V_s} (\epsilon_s - 1) E^2 dV}{4 \int_V \epsilon E^2 dV}, \quad (2.2)$$

де $\Delta f/f$ – зміна резонансної частоти зонда, що викликана включенням в його апертуру об'єкта об'ємом V_s ;

$\Delta W_{зан}$ – зміна запасаної НВЧ енергії в повній електродинамічній системі зонда, що пов'язана з включенням об'єкта.

Із рівняння (2.2) випливає, що найбільш суттєво величина $\Delta f/f$ залежить від ϵ_s об'єкта.

Представлений розгляд сигналів $\Delta Q/Q$ та $\Delta f/f$ є зручним для демонстрації та дослідження різних способів підвищення багатопараметровості СММ діагностики напівпровідників та діелектриків. Прикладом може служити

розвинутий в [28 – 31] фотомодуляційний варіант утворення сигналів в техніці НВЧ контролю параметрів напівпровідників [37-39].

Співвідношення (2.1 – 2.2) неможливо розвернути аналітично для розглянутих резонаторних зондів. скористатись наступним варіантом Однак в деяких наближеного випадках аналізу для можна оцінки властивостей сигналів.

Наприклад, при СММ кремнію в процесах різної його обробки можна виходити із незмінності та відомої величини його діелектричної проникності на НВЧ ($\epsilon=12$). Тоді вираз (2.2) може представляти результат експериментально вимірюваної величини, що характеризує ступінь включення об'єкта в НВЧ поле зонда.

$$K = \frac{\int_{V_s} E^2 dV}{4 \int_V \epsilon E^2 dV} = \frac{\Delta f}{f(\epsilon_s - 1)}. \quad (2.3)$$

Значення цього параметра може бути корисним для аналізу різних сигналів $\Delta Q/Q$. Наприклад, якщо не враховувати неоднорідність значення σ_s безпосередньо в області ближнього поля під вістрям, то можна одержати простий, але більш точний для оцінки сигналу вираз $\left(\frac{\delta Q}{Q}\right)_\sigma = Q^{-1} \frac{\delta Q}{\delta \sigma_s}$.

$$\left(\frac{\delta Q}{Q}\right)_\sigma = \sigma_s \frac{\frac{K}{\epsilon_0} + \frac{\sigma_s}{\epsilon_0} \frac{\delta K}{\delta \sigma_s}}{\left(Q_0^{-1} + \frac{\sigma_s K}{\epsilon_0}\right)} \frac{\delta \sigma_s}{\sigma_0} = \frac{\Delta f}{f} \frac{\sigma_0}{2\pi f_0 \epsilon_0 (\epsilon_s - 1)} \frac{1 + \left(\frac{\Delta f}{f}\right)^{-1} \sigma_s \frac{\delta}{\delta \sigma_s} \left(\frac{\Delta f}{f}\right)}{Q_0^{-1} + \frac{\sigma_s}{2\pi f_0 (\epsilon_s - 1)} \frac{\Delta f}{f}} \frac{\delta \sigma_s}{\sigma_s}, \quad (2.4)$$

$$Q_0 = 2\pi \epsilon_0 f_0 \frac{\int_V \epsilon E^2 dv}{P_{cm} + P_{випр}}. \quad (2.5)$$

В цих співвідношеннях Q_0 – експериментально вимірювана власна добротність резонаторного зонда у відсутності об'єкта; $\Delta f/f$ – експериментально вимірюване середнє значення зміни резонансної частоти зонда при взаємодії з

об'єктом; ϵ_s – відома відносна діелектрична проникність об'єкта; $\delta\sigma_s/\sigma_s$ – відносне відхилення питомої провідності матеріалу об'єкта від середнього значення.

2.2 Використання векторного аналізатора НВЧ кіл

При вимірюванні характеристик активних і пасивних радіопристроїв (атенюаторів, підсилювачів і ін.), а також властивостей різних матеріалів (поглинання і віддзеркалення радіохвиль, діелектрична постійна і ін.) зазвичай використовуються векторні аналізатори електричних кіл. Також це стосується й СММ. Зарубіжні фахівці в галузі СММ часто використовують векторний мережевий аналізатор електричних кіл в своїх дослідженнях [40, 41].

Векторний аналізатор електричних кіл - це прилад, що характеризує хвильовий процес, а саме коефіцієнтами передачі та віддзеркалення. Для цього зазвичай використовується метод матриць S , або іноді вони називаються S -параметрами. Для двопортових пристроїв в матриці використовують комплексні коефіцієнти передачі (прямому напрямку називається S_{21} , в зворотному напрямку називається S_{12}) та віддзеркалення (від першого порту називається S_{11} , від другого порту називається S_{22}).

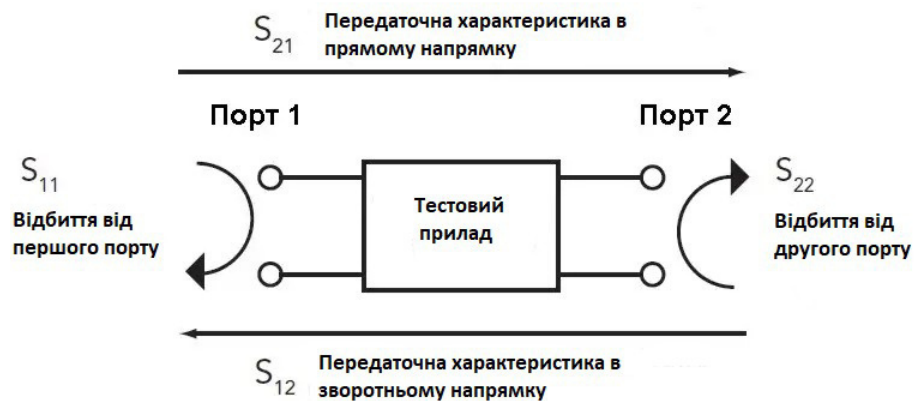


Рисунок 2.1 - S -параметри

Для векторного аналізатора кожен S-параметр містить амплітудно-частотну (АЧХ) і фазо-частотну (ФЧХ) характеристики, у відповідному напрямку. Існує безліч способів відображення досліджених S-параметрів на екрані векторного аналізатора електричних кіл.

Для того, щоб виконати вимір, аналізатор електричних кіл подає на пристрій синусоїдальний сигнал та вимірює два сигнали — пройдений та відзеркалений. Обидва сигнали (відбитий і пройдений) будуть відрізнятися за фазою та амплітудою від тестового сигналу. Аналізатор електричних кіл є скалярним якщо він може вимірювати тільки амплітуду. Якщо аналізатор може вимірювати крім амплітуди і фазу, то він називається векторним. В наш час всі сучасні аналізатори електричних кіл є векторними, через те, що він дозволяє найбільш повно виміряти характеристики пристрою, що досліджується, в заданому діапазоні частот.

На рис. 2.2 в спрощеній формі показано як векторний аналізатор електричних кіл працює в прямому напрямку (S_{21}) в режимі вимірювання передавальної характеристики.

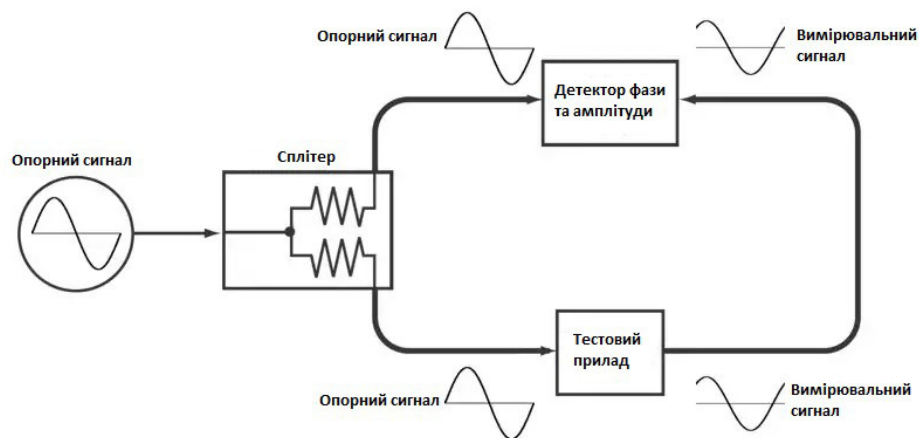


Рисунок 2.2 – Спрощена структурна схема векторного аналізатора електричних кіл в прямому напрямку (S_{21}) в режимі вимірювання передавальної характеристики

На пристрій подається опорний (еталонний) синусоїдальний сигнал з відомою амплітудою і фазою. Після того, як сигнал пройде через пристрій, його амплітуда і фаза зміняться. Далі, детектор амплітуди і фази визначає різницю амплітуди і фази вимірюваного сигналу від опорного. Таким чином отримують характеристики пристрою на одній частоті. При вимірюванні в діапазоні частот, векторний аналізатор кіл багаторазово змінює частоту опорного сигналу в заданих межах.

Векторні аналізатори електричних кіл зазвичай використовують в при вирішенні кількох завдань.

Основне завдання – це вимір характеристик активних і пасивних радіопристроїв. Другим завданням є вимір рівня поглинання і віддзеркалення радіохвиль від різних матеріалів. Для того, щоб це зробити необхідно до його портів підключити передавальну і приймальну антени. Третє завдання – це вимірювання в промисловості. Завдяки своїй можливості вимірювати діелектричну постійну, добротність і тангенс кута втрат різних речовин, вони застосовуються для вимірювання вологості зерна, якості нафти і безлічі інших важливих параметрів, які, на перший погляд, ніяк не пов'язані з радіовимірюваннями.

Класичний векторний аналізатор - це функціональний, точний і дорогий прилад, що може містити двопортові і чотирьохпортові аналізатори з частотним діапазоном понад 100 ГГц. До приладів середньої категорії відносяться компактні аналізатори з верхнім частотним діапазоном від 4 до 40 ГГц, що випускаються в невеликих корпусах. Вони ідеально підходять для вирішення більшості практичних завдань. Для управління, обробки і відображення результатів вимірювань, використовується персональний комп'ютер.

2.3 Використання АПЧ для формування стандартних сигналів сканування

Одним з можливих рішень вимірювальної системи, що дозволяють знизити вимоги до вимірювального НВЧ генератору, може бути система виміру на основі пристрою автогенераторного типу, у якій РВП включається в коло зворотного зв'язку НВЧ підсилювача або є складовою частиною коливального контуру НВЧ генератора [41]. У такому пристрої стабільність частоти буде залежати від характеристик резонатора, а зміна частоти буде пов'язана зі зміною його резонансної частоти. Таку систему зручно використовувати для виміру зрушень резонансної частоти, але для того щоб відстежити значні зрушення частоти, необхідно вводити додаткові елементи в схему (атенюатори й фазообертачі, що перебудовуються) і робити їхнє підстроювання. Крім того, в автогенераторних схемах досить складно реалізувати вимір добротностей менших за 10^5 [42].

Системи АПЧ з використанням НВЧ дискримінаторів на основі об'ємних резонаторів [43], у якості яких використовуються резонансні вимірювальні перетворювачі, є досить перспективними для створення на їхній основі систем формування інформаційних сигналів δf_p і δQ_n .

У СММ на основі резонаторних мікрозондів сигнали сканування формуються з фундаментальних сигналів вимірювальної інформації РВП, що проявляються через зміни його добротності ΔQ і резонансної частоти Δf при скануванні об'єкта. Для цього використовуються різні схеми включення РВП у НВЧ тракт (на прохід або відбиття), а також різні способи виділення зазначених змін. У ході виконання роботи були апробовані 3 можливі варіанти формування сигналів сканування, які розрізняються функціонуванням НВЧ пристрою МСМ та післядетекторною обробкою.

Перший варіант, функціональна схема якого представлена на рис. 2.3, зветься НВЧ система СММ на основі генератора з АПЧ по РВП [310]. Він використовується в багатьох розробках СМ із резонаторним мікрозондом [44 - 46].

через феритовий вентиль включений детектор 5. Після детектора сигнал подається в підсилювач модульованої частоти, 6 і надходить на фазовий детектор 7, де в якості опорного сигнал використовується з модуляційного генератора частоти.

При середній частоті генератора, рівній резонансній частоті резонатора, напруга на виході детектора відсутня. Чим більше різниця частот генератора й резонатора (поблизу f_0), тим більше амплітуда напруги модульованої частоти. При збільшенні Δf змінна напруга досягає максимуму, а потім зменшується. Фаза напруги проміжної частоти залежить від знака Δf .

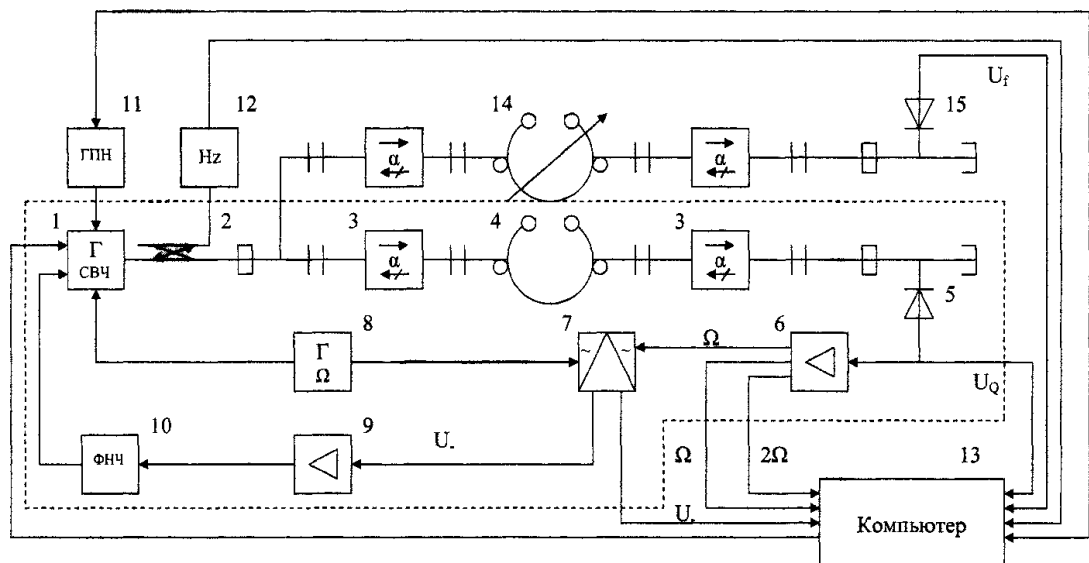
Після порівняння сигналів з виходу підсилювача частоти модуляції й від опорного генератора модуляційної частоти, у фазовому детекторі на його виході буде присутня різниця сигналів на постійному струмі, величина якого також буде визначатися величиною відхилення частоти генератора від частоти резонатора, а полярність – знаком відхилення. Після посилення в ППС 9, фільтрації у ФНЧ 10 сигнал надходить на елемент, керуючий частотою стабілізуємого НВЧ генератора, і перебудовує його доти, поки частота генератора не стане рівній частоті резонатора. Відгалужувач 2 призначений для передачі частини потужності генератора для виміру початкового значення частоти за допомогою частотоміра 12. Генератор пилкоподібної напруги 11 використовується для попереднього налаштування схеми.

Згідно [33] особливістю розглянутої схеми формування сигналів є те, що автоналаштування частоти вимірювального НВЧ генератора й робота в режимі сполучення його частоти з резонансною частотою РВП дозволяють знизити вплив на інформаційний сигнал шумів.

Система АПЧ із відбивним включенням РВП (рисунок 2.4) буде функціонувати аналогічно системі із прохідним включенням, оскільки й у цьому випадку сигнал на частоті модуляції Ω також буде міняти фазу та амплітуду залежно від напрямку та величини зміни частоти. Відбивне включення РВП можна забезпечити за допомогою феритового циркулятора або відгалужувача 2.

амплітуди, які фіксуються за допомогою детектора 15. Для цього в канал включається високодобротний резонатор 14, який має переналаштовувати частоти.

Значення частоти, що відповідає максимальному перетворенню змін частоти в зміни амплітуди, можна визначити для АЧХ резонатора, що має перестроювання, при аналізі першої й другої похідних його передатної функції по узагальненому розлаштуванню. Експериментально настроювання на робочу точку резонатора 14 здійснюється по максимальній величині сигналу на частоті модуляції системи АПЧ, яка фіксується за допомогою детектора 15.



1 – вимірювальний генератор; 2 – спрямований відгалужувач; 3 – феритові вентилі; 4 – резонансний вимірювальний перетворювач (РВП); 5, 15 – Н детектори; 6 – підсилювач частот модуляції; 7 – фазовий детектор; 8 – генератор частоти, що модулює; 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

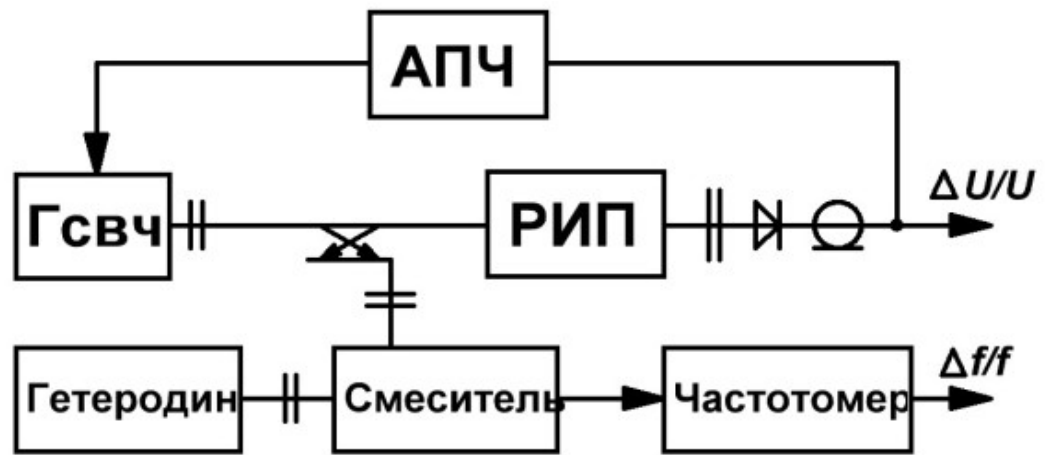
Рисунок 2.5 – Функціональна схема НВЧ системи на основі генератора з АПЧ по РВП [39]

Згідно [39] третя схема дозволяє отримувати на детекторі амплітуди сигналів, що можуть значно перевищувати аналогічні сигнали в першій схемі і сигнал, який відповідає δf в першій і другій. Але реалізація такої схеми вимагає включення додаткових елементів (відгалужувач на два канали, узгоджувальні пристрої, додаткові резонатор і детектор). Крім того, через те, що інформаційні сигнали формуються на постійному струмі, на них будуть 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.

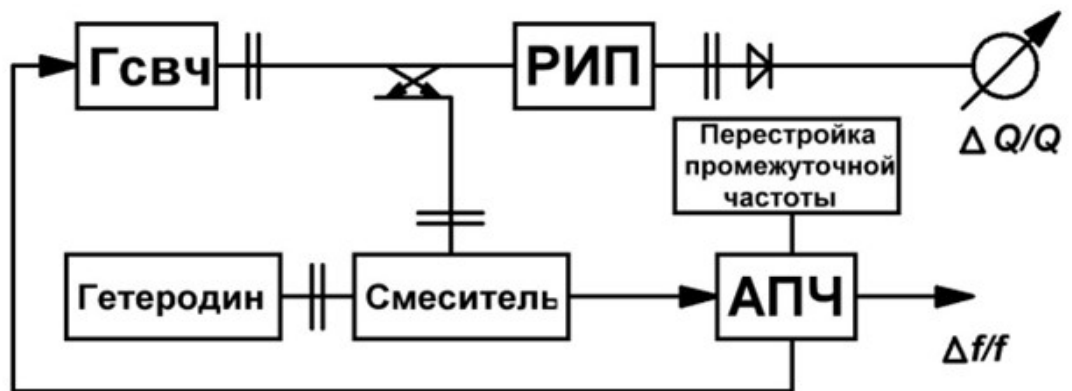
Використання інформаційних сигналів на частотах модуляції дозволяє зменшити внесок шумів за рахунок селективного посилення і вибору частоти модуляції. Амплітуду інформаційних сигналів на частотах модуляції можна збільшити на два-три порядки через збільшення девіації частоти, але це призведе до погіршення спектральних характеристик сигналу через збільшення індексу ЧМ.

З урахуванням сказаного можна зробити висновок, що для переходу технічних засобів НВЧ діагностики з раніше вузько спеціалізованих на об'єктах систем до універсальних стало необхідно універсалізувати техніку обробки сигналів вимірювальної інформації. У зв'язку з цим розглянемо більш докладно перспективи застосування АПЧ для виділення і обробки сигналів вимірювальної інформації в НВЧ діагностиці об'єктів [47].

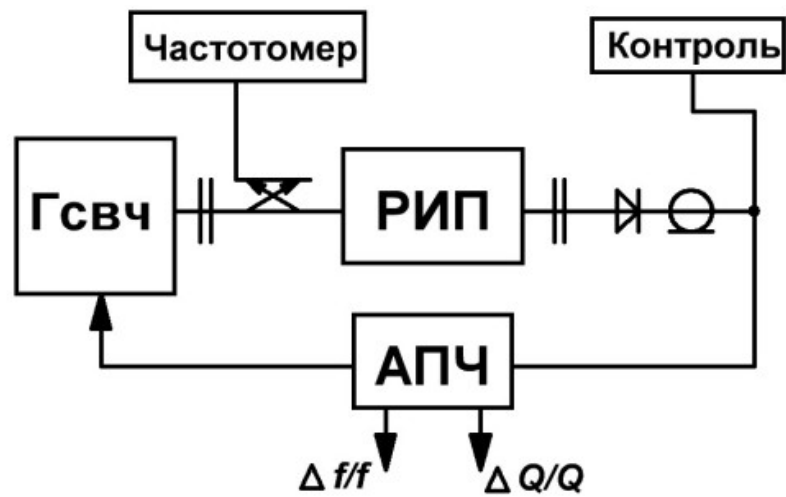
На рисунку 2.6 схематично представлено кілька варіантів такого застосування.



а



б



в

Рисунок 2.6 – Функціональні схеми включення систем АПЧ [39]

Якщо АПЧ задаючого НВЧ генератора здійснюється по резонансній частоті самого датчика, як показано на рис. 2.6,а, то використовуючи додатковий гетеродин і змішувач можна за допомогою частотоміра вимірювати дуже малі значення $\Delta f/f$. Діапазон вимірюваних значень цього сигналу може бути не обмежений. Похибка його реєстрації визначається точністю підтримки частоти НВЧ генератора рівній резонансній частоті датчика.

Сигнал $\Delta Q/Q$ в цій схемі реєструвати не передбачено. Непряма кількісна його оцінка можлива у вигляді зміни напруги $\Delta U/U$ на виході НВЧ детектора, по коефіцієнту передачі РВП. Такий варіант використання АПЧ характеризується високим співвідношенням сигнал/шум. Недоліками його є складність пристрою, і наявність систематичної похибки переведення сигналу $\Delta U/U$ в $\Delta Q/Q$. У СММ ці недоліки не дуже істотні.

Варіант АПЧ (рис 2.6,б), дозволяє реалізовувати частотне формування обох сигналів $\Delta f/f$ і $\Delta Q/Q$. В ньому АПЧ точно реєструє перебудови проміжної частоти, що виділяється через змішувач при стабільній частоті гетеродина. Зазначена проміжна частота є опорною в низькочастотному дискримінаторі, який можна плавно перебудовувати.

Сигнали $\Delta f/f$ і $\Delta Q/Q$ в такому варіанті вимірюються частотоміром по резонансу датчика і точок половинній потужності його передачі. [46].

Рисунок 2.6,в ілюструє використання найбільш поширеного варіанту АПЧ модуляційного типу [48]. Особливістю його є формування сигналів $\Delta f/f$ і $\Delta Q/Q$ спочатку в аналоговому вигляді. Сигнал $\Delta f/f$ - виділяється після НВЧ дискримінатора на частоті модуляції, а сигнал $\Delta Q/Q$ на подвійній частоті. Подальша їх обробка здійснюється за допомогою фільтрації, посилення і аналого-цифрового перетворення. При цьому сигнал $\Delta f/f$ збігається з напругою регулювання АПЧ.

3 ЗМЕНШЕННЯ ВПЛИВУ ЗАВАЖАЮЧИХ ФАКТОРІВ В СКАНУЮЧІЙ МІКРОХВИЛЬОВІЙ МІКРОСКОПІЇ

3.1 Розподіл електро-магнітного поля РЗ в об'єкті

Локальні НВЧ сенсори почали інтенсивно розвиватися на основі досягнень СММ [49, 50]. Інтерес до неї обумовлений можливістю застосування до малорозмірних об'єктів довільної форми і, в тому числі, для дослідження підповерхневих областей. На відміну від СММ, для якої характерно прагнення збільшити локальність взаємодії зондового сенсора з об'єктом, в локальній СВЧ сенсориці виникає необхідність отримання деякої інтегральної інформації про властивості малорозмірних об'єктів. Тому для неї важливо наявність можливості вибору локальності в залежності від геометрії поверхні об'єкта і специфіки діагностованих властивостей. Найбільш поширеними об'єктами локальної НВЧ діагностики є тонкоплівкові матеріали, фізичні структури, біосередовищ і біопроб, шаруваті структури твердотільної електроніки, метаматеріали і ін.

НВЧ діагностика зазначених об'єктів, базується на вимірі комплексного значення діелектричної ($\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$) і магнітної проникності ($\mu = \mu' - j\mu''$). Багато параметровість реалізується за рахунок включення варіації впливу факторів, що впливають (температури, силових полів, випромінювання та ін.) Діапазон вимірюваних значень ϵ і μ може бути широким. Діапазон локальності, як правило, зверху обмежений міліметровими розмірами.

Основним принципом універсалізації може бути використання універсального конструктиву РЗ, універсальної системи виділення первинних сигналів вимірювальної інформації та їх подальшої обробки, а також уніфікації системи НВЧ живлення сенсора.

Для кількісного теоретичного обґрунтування можливості уніфікації РЗ необхідно розташовувати залежностями фундаментальних сигналів від його

конструктиву. Але, для різних частотних діапазонів залежності кількісно різні. Однак, при обумовленому вище коаксіальному характер апертури ця різниця не має принципового значення.

Необхідні теоретичні дослідження в роботі виконувались чисельним методом для електродинамічної структури РЗ, описаної в роботах [51]. Робоча частота РЗ обрана в області 10 ГГц. Власна добротність РЗ об'єкта визначається накопичувальною областю і має величину близько $2 \cdot 10^3$.

Дослідження здійснювалися шляхом знаходження розподілу електромагнітного поля, з рішення рівнянь Максвелла методом кінцевих елементів [52]. На рис. 3.1 показаний встановлений нами характер впливу $R1t$ і форми вістря на розподіл електричного поля в об'єкті при ($\text{tg}\delta = 10^{-4}$, $\epsilon = 12$) під зондом. Видно, що особливо відчутна делокалізація поля зі збільшенням $R1t$ для форми вістря зрізаний конус (рис. 3.1). Як вже зазначалося в роботі [53], поле в об'єкті при такій формі вістря має трубчастий характер.

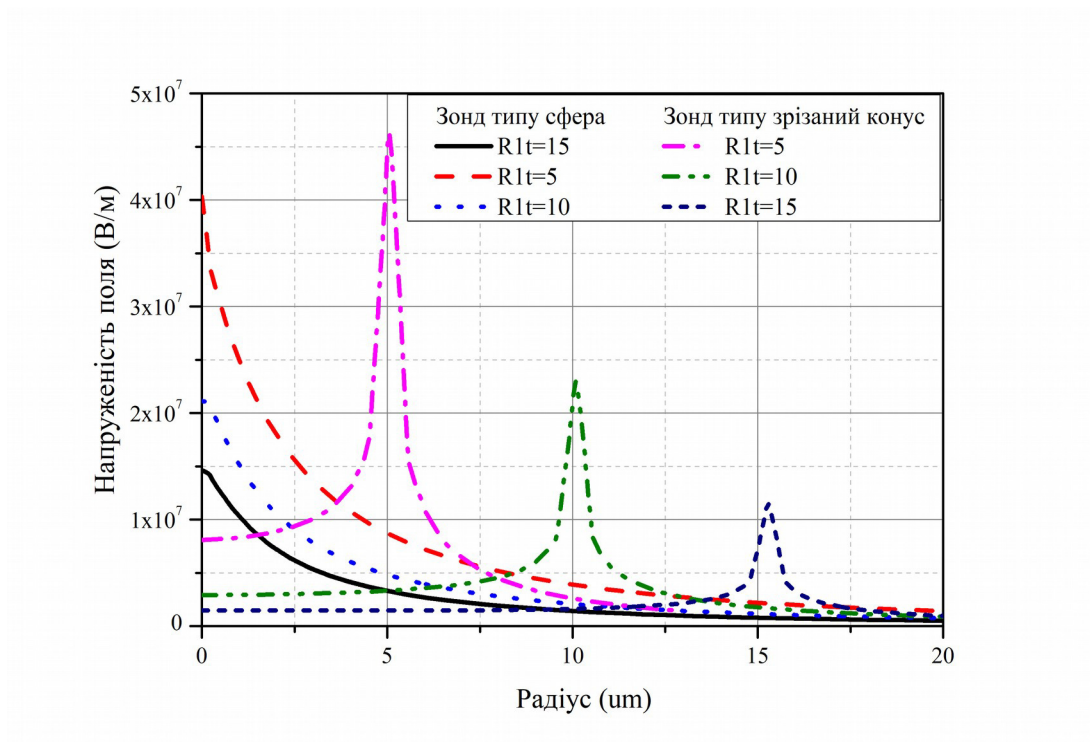


Рисунок 3.1 - Розподіл поля по поверхні при різних $R1t$ вістря для сферичної форми та форми зрізаний конус

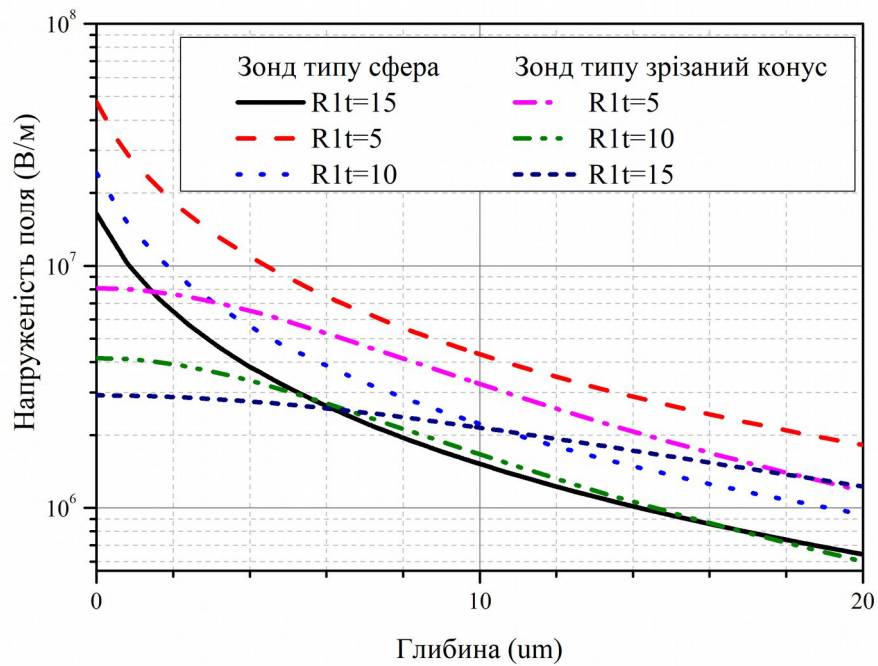


Рисунок 3.1 - Розподіл поля по глибині при різних радіусах вістря ($R1t$) для сферичної форми та форми зрізаний конус

Одним з напрямків зміни локальності РЗ є зміна геометрії вістря зонда на виході з коаксіальної апертури. В першу чергу це значення радіуса вістря $R1t$. Крім того, як показала практика [50] і теорія СММ, локальність РЗ знижується при переході від сферичної форми вістря до форми зрізаного конуса [7].

На рисунку 3.2 та 3.3 наведені типові характеристики перетворення РЗ при сферичній формі вістря для декількох значень радіуса вістря $R1t$ та зазору hz .

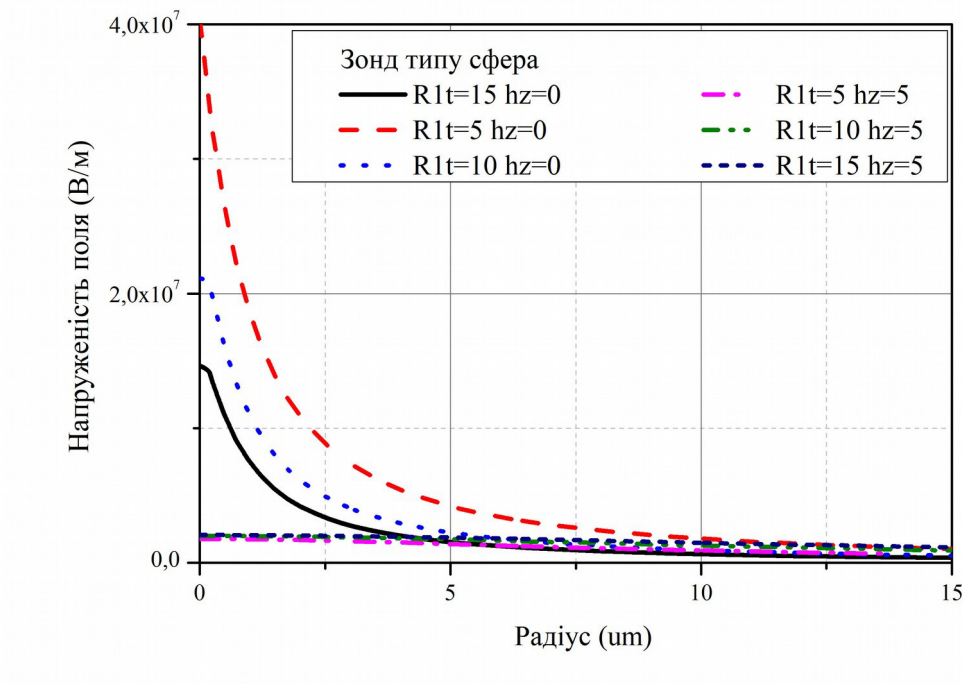


Рисунок 3.2 - Розподіл поля по поверхні при різних радіусах вістря ($R1t$) та відстані між об'єктах (hz) з використанням сферичної форми вістря

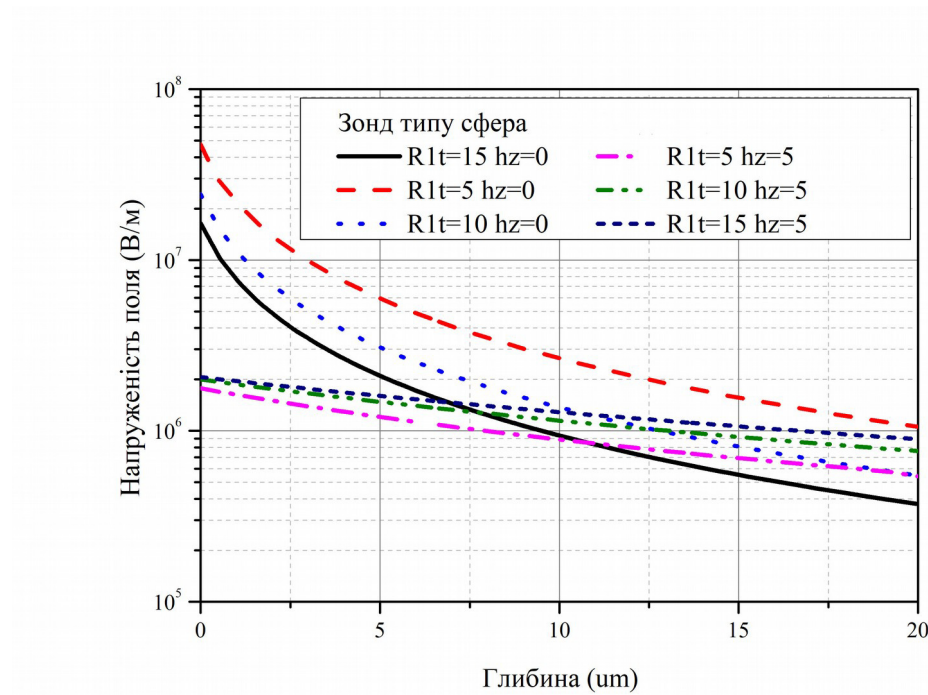


Рисунок 3.3 - Розподіл поля по глибині при різних радіусах вістря ($R1t$) та відстані між об'єктах (hz) з використанням сферичної форми вістря

Підвищення локальності в мікронній і субмікронних областях детально обговорювалося в роботах [50]. Встановлено, що перспективним при цьому є використання РЗ з вістрям сферичної форми. Особливо слід відзначити, що при сферичній формі вістря поле, локалізуючись по центру вістря, зростає зі зменшенням радіуса R_{1t} .

Отже, потрібен подальший пошук прийомів одночасного ослаблення дії об'єкта на поле в РЗ для об'єктів з високим значенням $\text{tg}\delta$. Таким прийомом може бути введення зазору між об'єктом і площиною апертури РЗ.

3.2 Розрахунок та аналіз фундаментальних сигналів

Наведені в попередньому підрозділі положення становлять теоретичну основу аналітичних оцінок залежностей, що характеризують локальну НВЧ діагностику за допомогою РЗ апертурного типу. До них в першу чергу відносяться характеристики перетворення. Крім них важлива оцінка впливу конструктиву апертурного вузла на локальність і чутливість для контролю властивостей об'єктів.

Як показано у багатьох роботах [22, 54], зазор між вістрям (чи торцем) центрального провідника апертурного вузла дуже сильно впливає на величину фундаментальних сигналів. Результати попереднього розділу показали, що площа кінця вістря і його форма визначають локальність і чутливість сенсора.

Відомо, що локальність порівнянна з площею вістря, а чутливість визначається коефіцієнтом включення об'єкту в НВЧ поле резонатора. Кількісно цей коефіцієнт визначається співвідношенням:

$$K_{\text{вкл}} = \frac{\int_{V_{\text{об'єкта}}} (E(r, \varphi, z, \varepsilon_s, \text{tg}\delta_s))^2 r dr dz d\varphi}{\int_{V_{\text{резонатора}}} (E(r, \varphi, z, \varepsilon_s, \text{tg}\delta_s))^2 r dr dz d\varphi}. \quad (3.4)$$

З цього зрозуміло, що вплив зазору проявляється в першу чергу через величину $K_{\text{вкл}}$. У тих випадках, коли необхідно вибрати чутливість НВЧ сенсора, це можна реалізувати, змінюючи вказаний зазор.

Проте його невідтворюваність або нестабільність є джерелом значної похибки випадкового і систематичного характеру.

Наближені математичні вирази фундаментальних сигналів вимірювальної інформації через коефіцієнт $K_{\text{вкл}}$ мають вигляд [55]:

$$\frac{\Delta f}{f} = (\epsilon_s - 1) K_{\text{вкл}}, \quad (3.5)$$

$$\frac{\Delta Q}{Q} = B \times K_{\text{вкл}} \operatorname{tg} \delta_s. \quad (3.6)$$

Аналізуючи їх можна зробити висновок, що відношення цих сигналів може бути інваріантним як до величини зазору, так і до геометрії апертури вузла, нерівності об'єкту в місці взаємодії його з полем в апертурі.

У роботі [50] представлені більш точні залежності вказаних фундаментальних сигналів. Вони отримані шляхом розв'язку рівнянь Максвелла для представленої системи "зонд - об'єкт" прямим чисельним методом кінцевих елементів. На рисунку 3.4 та 3.5 наведений приклад характеристик перетворення з ілюстрацією впливу заважаючих факторів як зазор h_z , радіус вістря зонда R_{1t} і його форма.

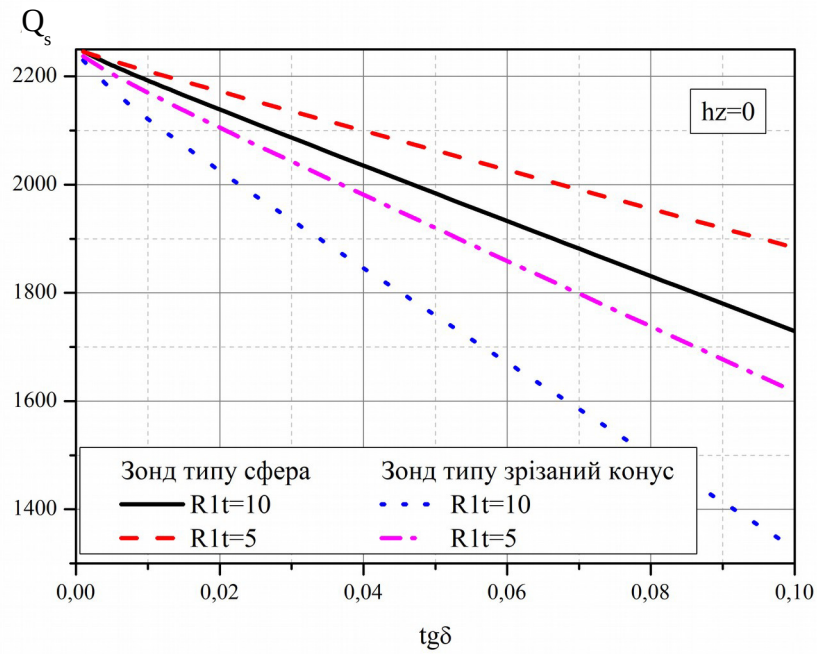
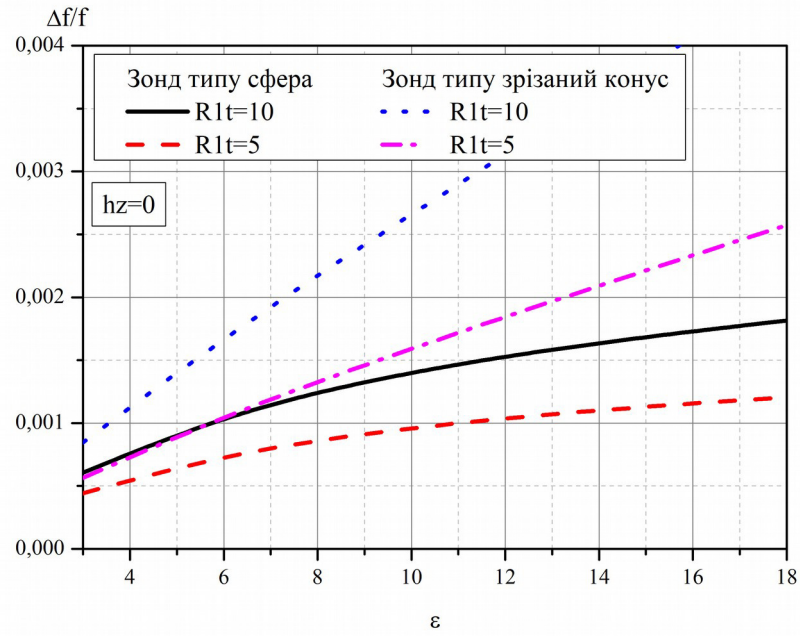


Рисунок 3.4 – Характеристики перетворення РЗ при різних формах вістря залежно від радіусу вістря

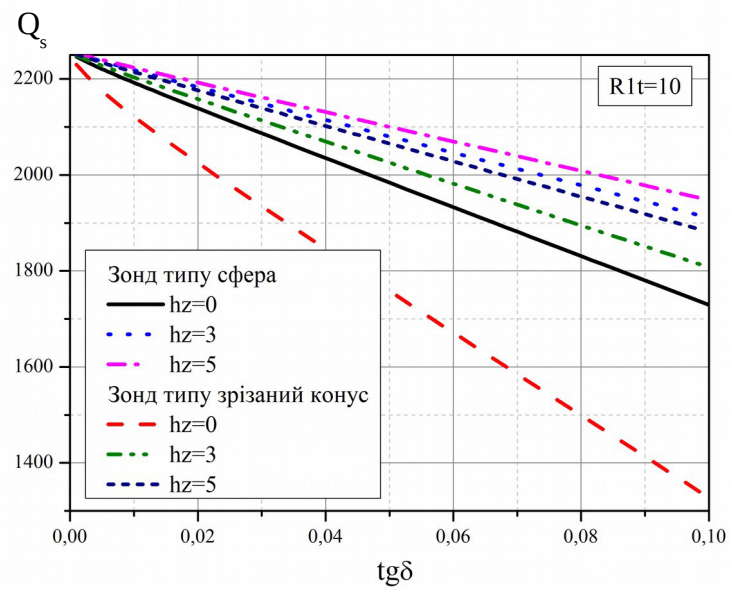
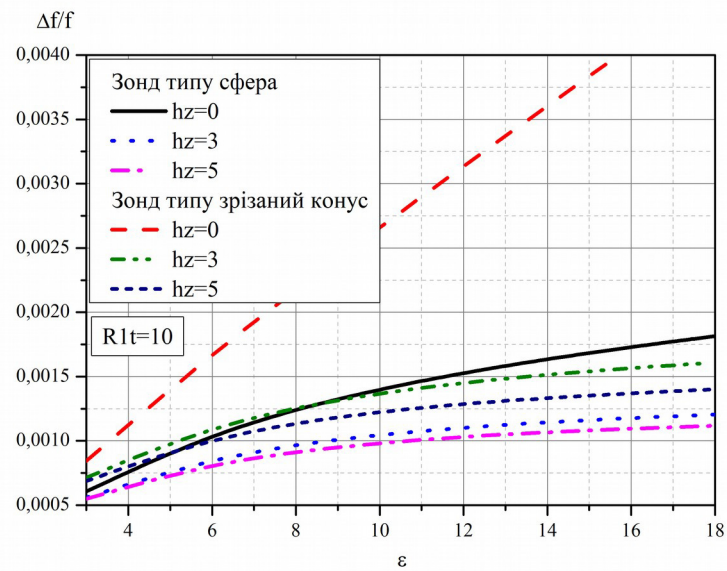


Рисунок 3.5 – Характеристики перетворення РЗ при різних формах вістря залежно від зазору вістря

З них видно, що перехід форми вістря від сферичної до конічної у декілька разів може міняти величину фундаментальних сигналів і навіть вид характеристик перетворення, наприклад, $\Delta f/f = \varphi(\varepsilon_s)$ при $h_z = 0$.

Отже, погрішність вимірів, пов'язана з порушенням форми вістря в процесі його експлуатації, може змінюватися і мати істотну величину. Так же істотно впливає на погрішність виміру невідтворюваність установки зазору h_z .

Для того, щоб оцінити ступінь зменшення похибок можна, скориставшись даними досліджень, представлених на рисунку 3.6.

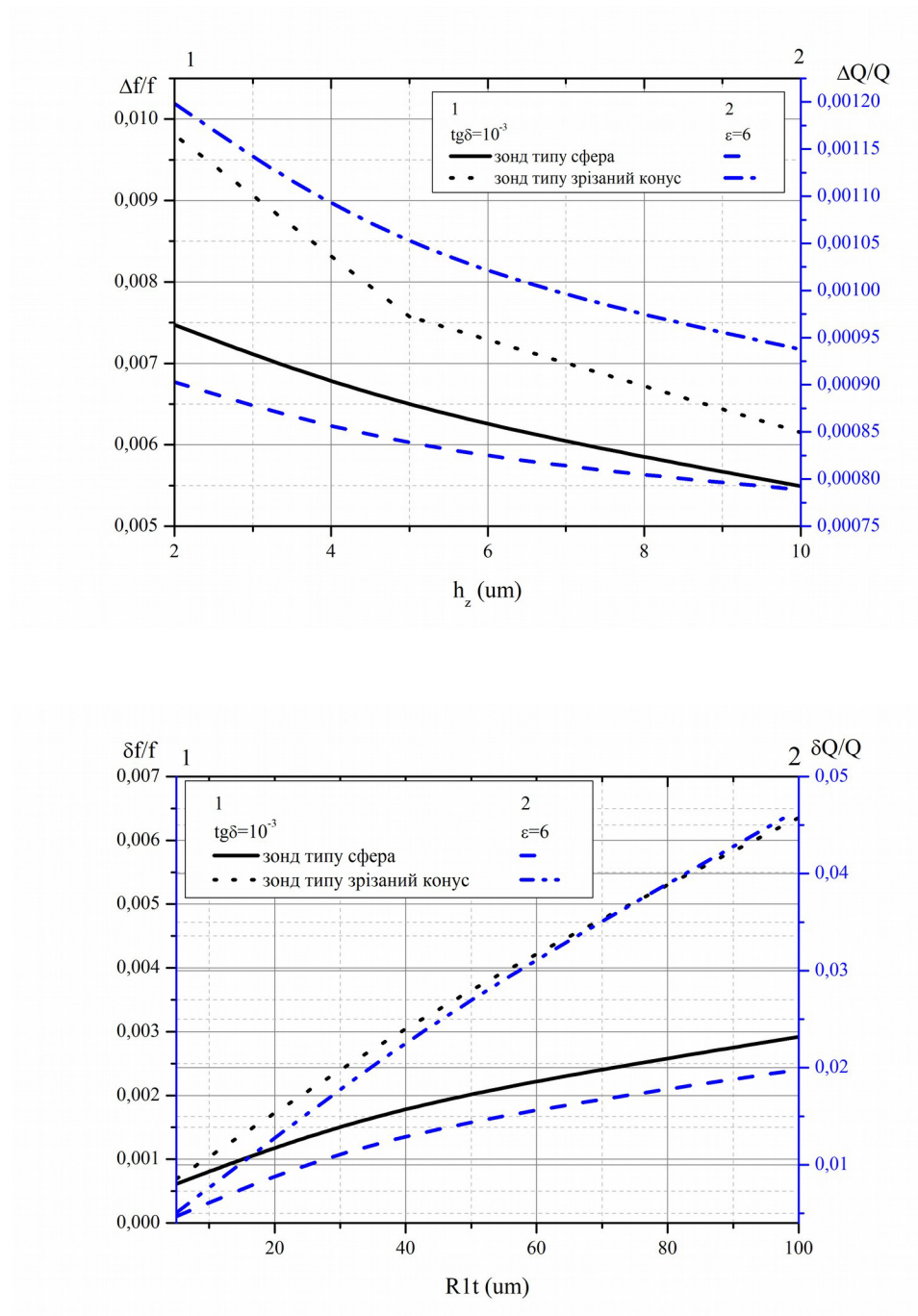


Рисунок 3.6 – Особливості впливу заважаючих факторів як зазор, радіус і форма вістря на фундаментальні сигнали

Це залежності фундаментальних сигналів $\Delta Q_s/Q_s$ і $\Delta f/f_0$ від даних заважаючих факторів. Вони демонструють очікувану корельованність цих сигналів, що характеризується параметром $K_{\text{БКЛ}}$ у виразах (3.5, 3.6, 3.7).

Представлені залежності є корисними для повної оцінки проблем. В першу чергу, не викликає сумніву, що можливість певного зменшення ряду заважаючих факторів в локальній НВЧ діагностиці на основі АРВП може досягатися шляхом формування розглянутого гібридного сигналу вимірювальної інформації.

3.3 Формування гібридного сигналу

Користуючись наближеними виразами (3.5, 3.6) легко показати, що з фундаментальних сигналів $\Delta Q_s/Q_s$ і $\Delta f/f$ можна утворити сигнал, на який не впливають вказані заважаючі фактори, цей сигнал однозначно залежить від $\text{tg}\delta_s$, важливого в НВЧ диелектрометрії параметра об'єктів:

$$N \equiv \frac{\Delta Q_s}{Q_s} \bigg/ \frac{\Delta f}{f} \approx \frac{K_{\text{БКЛ}} Q_0 \varepsilon_s \text{tg}\delta_s}{K_{\text{БКЛ}} (\varepsilon_s - 1)} = \frac{\varepsilon_s}{(\varepsilon_s - 1)} Q_0 \text{tg}\delta_s, \quad (3.7)$$

де Q_0 – ненавантажена початкова добротність АРВП.

Повніші уявлення про поведінку такого комбінованого сигналу дають точні чисельні дослідження, деякі результати яких представлені на рис. 3.3.

На рисунку 3.7 та 3.8 приведені характеристики перетворення такого комбінованого сигналу. З їх виду можна зробити висновок, що обговорювана інваріантність має місце тільки за умови малих обурень АРВП об'єктом.

Мабуть, вони не виконуються при $\text{tg}\delta_s \gg 0,1$; $\varepsilon_s \gg 10$.

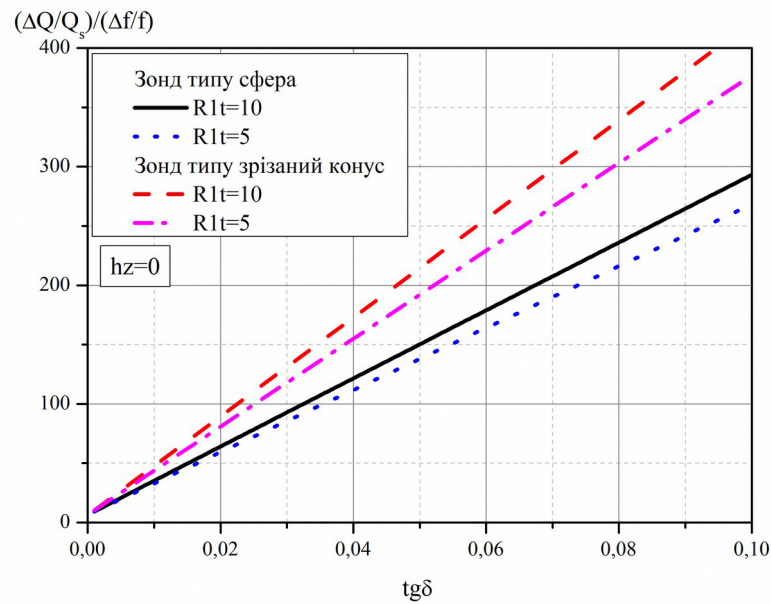
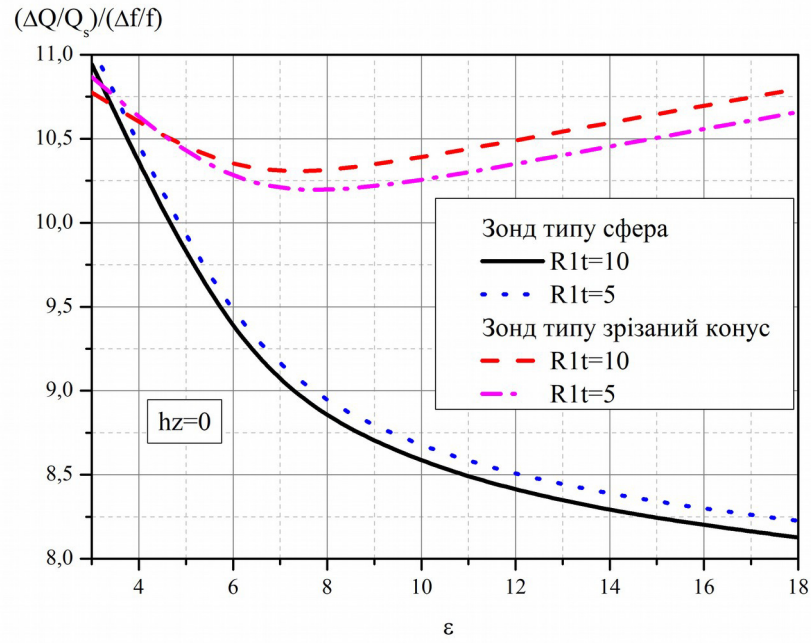


Рисунок 3.7 – Характеристики перетворення гібридного сигналу при різних формах вістря залежно від радіусу вістря

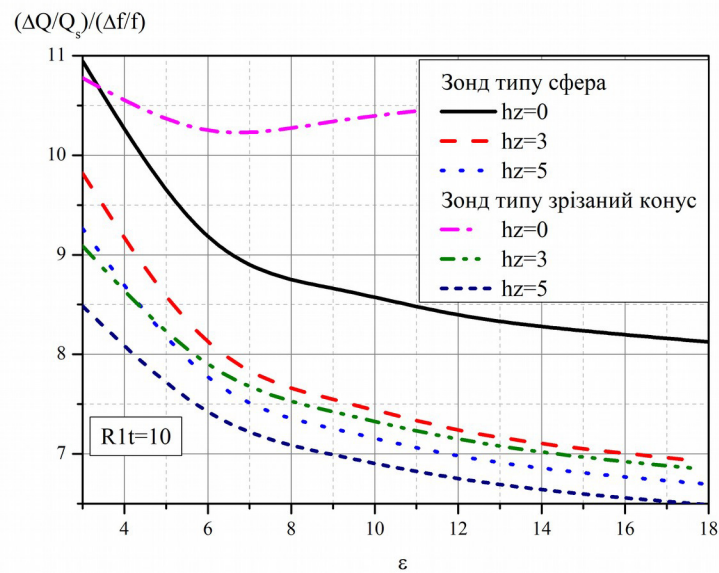
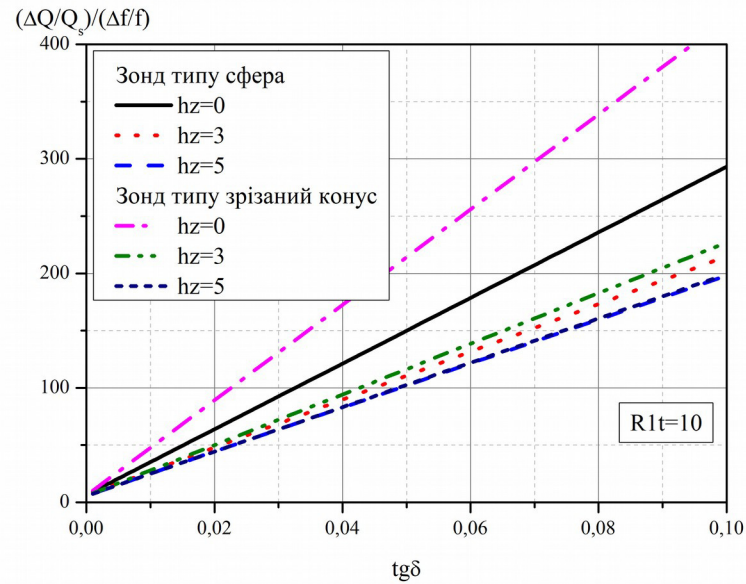


Рисунок 3.8 – Характеристики перетворення гібридного сигналу при різних формах вістря залежно від зазору вістря

Як вже відзначалося, фундаментальні сигнали Q_0 ; ΔQ_s ; $\Delta f/f$ зручно виділяти за допомогою АПЧ модуляційного типу.

Основним недоліком цього прийому є залежність величини таких сигналів від параметрів НВЧ генератора і детектора, а також від параметрів АПЧ, включаючи рівень модуляції, використовуваної в її функціонуванні.

Гібридні сигнали виду $(\Delta Q_s/Q_s)/(\Delta f/f_0)$ і $\Delta Q_s^{-1}/(\Delta f/f_0)$ також не позбавлені від цього недоліку (рис. 3.9).

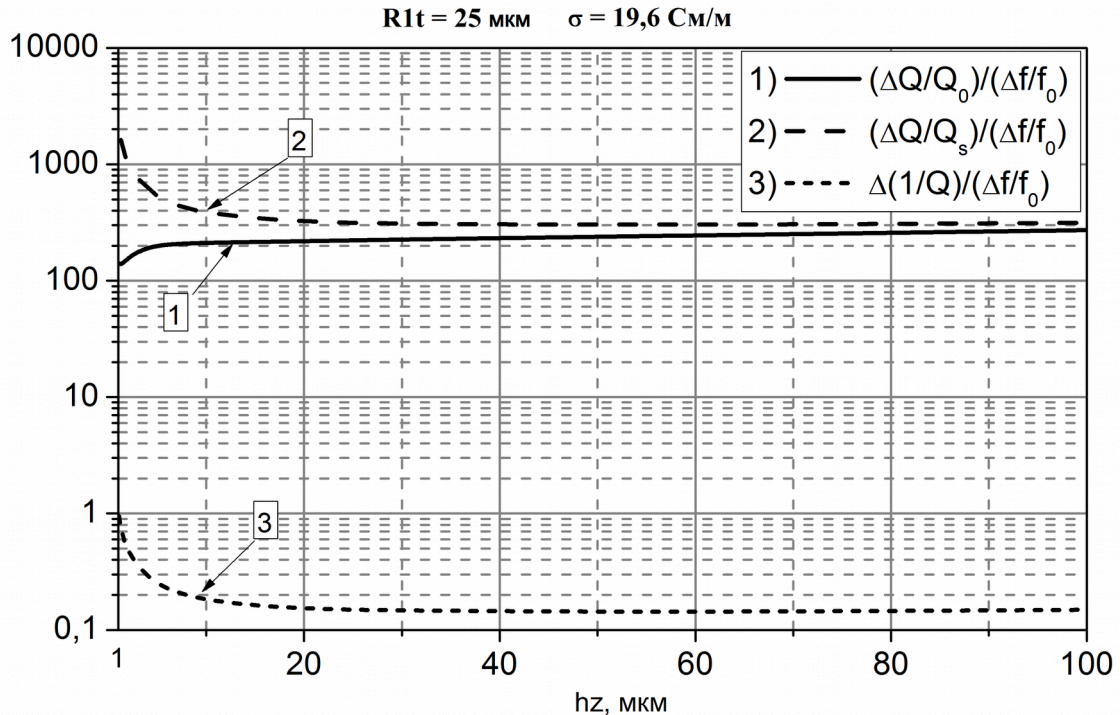


Рисунок 3.9 – Інваріантність гібридних сигналів до зазору

Як показано на рисунку 3.9, гібридний сигнал може визначатися різними співвідношеннями. При цьому сигнали виду $(\Delta Q/Q_0)/(\Delta f/f_0)$ і $(\Delta Q/Q_s)/(\Delta f/f_0)$ мають величину одного порядку. Що стосується гібридного сигналу виду $\Delta(Q_s^{-1})/(\Delta f/f_0)$, його амплітуда значно нижча, ніж у двох попередніх. Тому точність виділення цього сигналу на практиці значно нижча при величині $\sigma < 1 \text{ см/м}$. А враховуючи, що гібридний сигнал $(\Delta Q/Q_0)/(\Delta f/f_0)$ має істотно нелінійний характер при низьких значеннях коефіцієнта включення і $\text{tg}\delta$, подальші дослідження пов'язані з сигналом $(\Delta Q/Q_s)/(\Delta f/f_0)$.

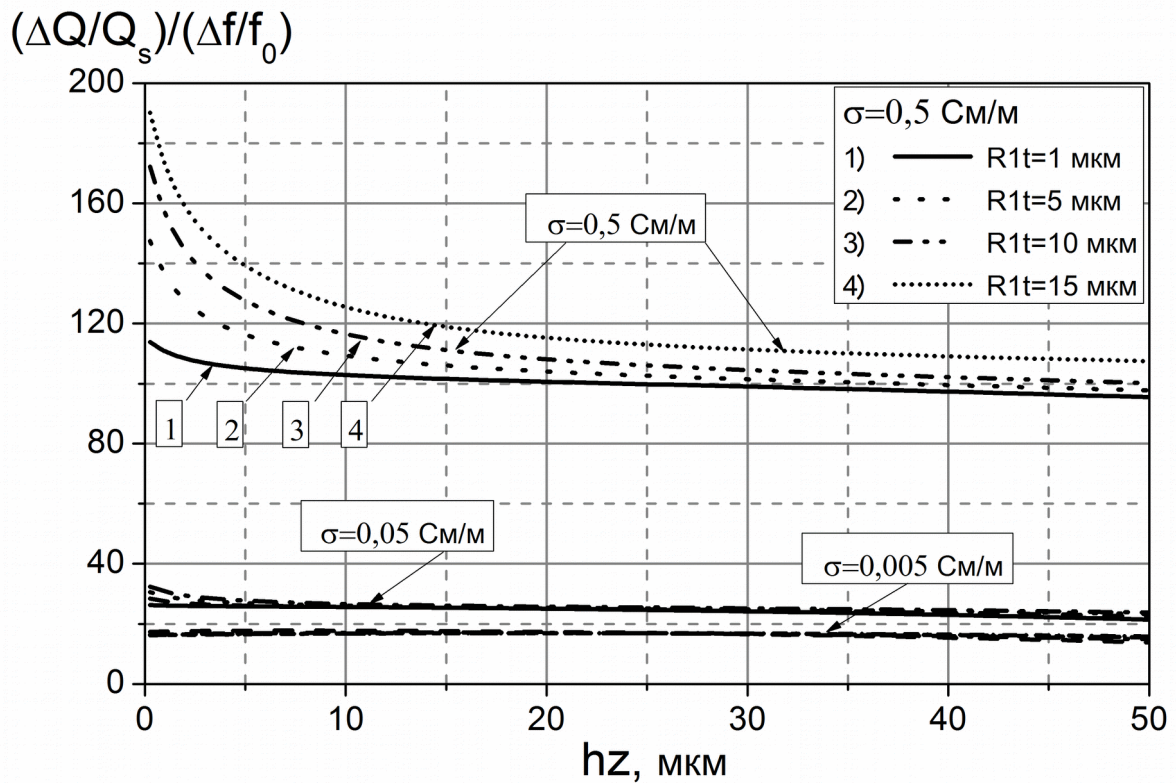


Рисунок 3.10 – Інваріантність гібридного сигналу виду $(\Delta Q/Q_s)/(\Delta f/f_0)$ до зазору в залежності від електропровідності

Як видно з рис. 3.10, інваріантність не виконується при малих значеннях зазора. Основним фактором при цьому можуть бути НВЧ втрати на випромінювання з відкритого кінця коаксіалу. Для перевірки цієї гіпотези, був проведений теоретичний експеримент, включаючий моделювання системи зонд-об'єкт та рішення системи рівнянь Максвелла методом кінцевих елементів в кожній точці сітки. Результати розрахунку представлені на рис. 3.11.

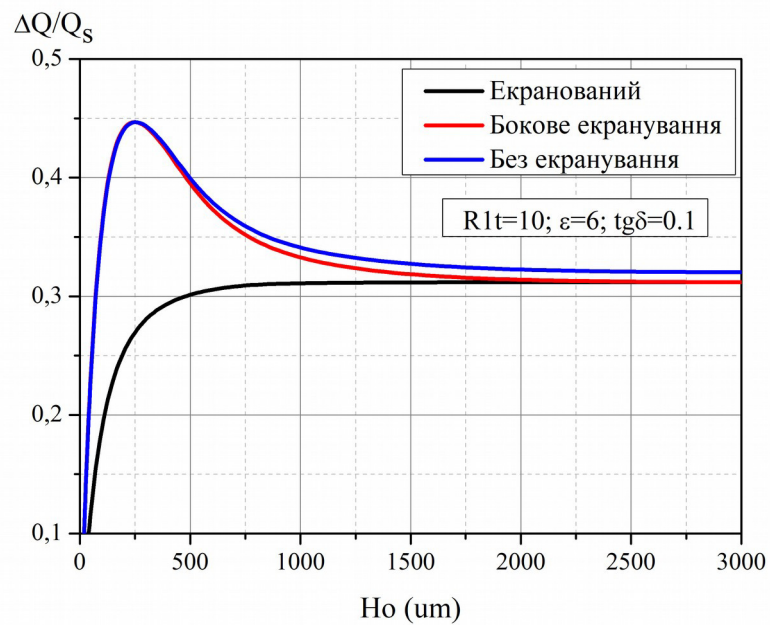
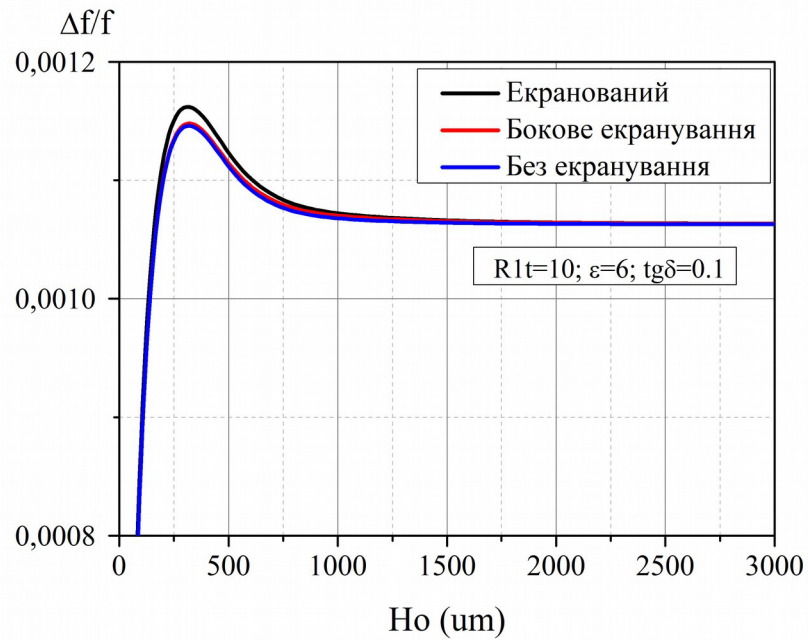


Рисунок 3.11 - Зміна фундаментальних сигналів РЗ в залежності від товщини зразка при різному ступені екранування

На даному рисунку представлені залежності фундаментальних сигналів від товщини досліджуваного зразка в класичному випадку та при його екрануванні. З отриманих залежностей видно, що екранування досліджуваного об'єкту практично не впливає на сигнал зсуву резонансної частоти. Проте

достатньо сильний вплив проявляється на сигнал зміни добротності. Це є класичним прикладом втрат на випромінювання. Тому, судячи з представлених залежностей, основною причиною не виконання інваріантності при малих значеннях зазору є втрати на випромінювання в радіальну лінію, яка утворюється на зазорі. Добитися зменшення ступеня цих втрат при низькому значенні тангенса кута діелектричних втрат можна шляхом екранування досліджуваного зразка. Діагностику матеріалів зі значно вищим значенням електропровідності чи $\text{tg}\delta$ потрібно проводити при зазорах аналогічних радіусу вістря зонда. Таким чином при поліпшенні ступеня зменшення впливу такого заважаючого фактора в СММ як зазор, висока локальність діагностики стає недоступною.

При практичних дослідженнях до розглянутих вище чинників, що заважають, додаються ще і інші, а саме залежність комбінованого сигналу від параметрів НВЧ генератора, детектора, АПЧ і т. д. Але якщо врахувати, що первинні сигнали вимірювальної інформації Q і $\Delta f/f_0$ у АПЧ виділяються у вигляді аналогових сигналів на частоті модуляції ($U_{\Omega M}$) і на подвоєній частоті модуляції ($U_{2\Omega M}$) відповідно, то з відношення (3.8) можна отримати сигнал, який буде інваріантним як до заважаючих чинників електродинамічного походження, так і до електронного.

$$\Delta \left(\frac{1}{Q} \right) / \frac{\Delta f}{f_0} = \left(\frac{\Delta Q}{Q_0 Q_s} / \frac{\Delta f}{f} \right) \times Q_0. \quad (3.8)$$

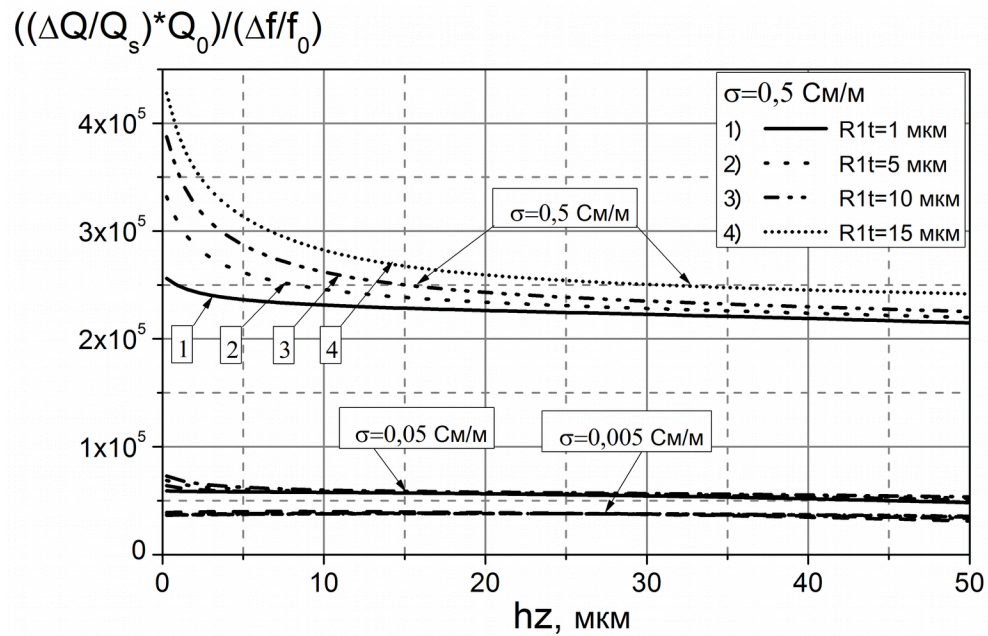


Рисунок 3.12 - Інваріантність гібридного сигналу $((\Delta Q/Q_s) \cdot Q_0) / (\Delta f/f_0)$ до зазору в залежності від електропровідності

Як можна бачити з представлених залежностей, основною відмінністю сигналу $((\Delta Q/Q_s) \cdot Q_0) / (\Delta f/f_0)$ від $(\Delta Q/Q_s) / (\Delta f/f_0)$ являється амплітуда підвищена в Q_0 (вихідна добротність резонатора). На ступінь зменшення впливу заважаючих факторів електродинамічного характеру це не впливає. Проте, внаслідок того, що значно підвищується співвідношення сигнал-шум при виділенні вказаного сигналу, вплив параметрів НВЧ тракту відчутно зменшується.

ВИСНОВКИ

В роботі обговорюються перспективи застосування СММ для діагностики структур нанoeлектроніки. Дослідження різних електромагнітних властивостей матеріалів за допомогою СММ на основі резонаторів зондів з коаксіальної апертурою забезпечує не тільки високу просторову роздільну здатність, а й істотне підвищення контрастності зображень.

Спочатку були розглянуті різні типи зондів. Їх умовно поділяють за режимом роботи на широкосмугові та резонансні. Перший режим звичайно припускає використання різних хвильоводів, у другому випадку застосовуються НВЧ резонатори, як правило, взаємодіючи з досліджуванним зразком через зонди, характерні розміри яких значно менше довжини хвилі НВЧ випромінювання. Резонаторні зонди мають більшу чутливість, але їх вузький частотний діапазон виявляється недостатнім для ряду застосувань. Встановлено, що датчики резонаторного типу для точного визначення електрофізичних параметрів об'єктів є більш перспективними за хвильові.

Проведено аналіз формування пакету сигналів РВП та розглянуто ряд чинників, які впливають на точність визначення параметрів об'єктів в скануючій мікрохвильовій мікроскопії.

Показано, що цей вплив має кількісний характер і при різних обставинах може суттєво змінювати амплітуду вихідних сигналів датчика при діагностиці різноманітних матеріалів.

Одним з таких факторів являється повітряний зазор між вістрям зонда та поверхнею досліджуваного об'єкту. Також спотворювати сигнал може зміна форми вістря зонда від сферичного до конусного та неправильно виміряний його радіус. Всі ці параметри можуть змінювати форму сигналу отриманого при діагностиці і призводити до значних похибок при вимірюванні властивостей матеріалу.

Для зменшення впливу заважаючих факторів в роботі було запропоновано також формувати гібридні сигнали, бо вони тій чи іншій мірі зменшують вплив на діагностику чинників, що заважають, і акцентують увагу на функціонально важливі. Показовим прикладом таких гібридних сигналів є сигнали побудовані на відношенні фундаментальних сигналів наприклад, $(\Delta Q/Q_s)/(\Delta f/f)$ або їх відношення до вихідних сигналів наприклад, сигнал значення вихідної добротності зонда Q_0 .

Запропонований метод надає не тільки можливість використання мікрохвильових резонаторних датчиків для діагностики з мінімальними похибками, але й значно полегшує проведення багатопараметрової діагностики в СММ.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Nozokido T., Bae J., Mizuno K. Scanning near-field millimeterwave microscopy using a metal slit as a scanning probe // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2001. V. 49, № 3. P. 491–499.
2. Измерение параметров полупроводников, микро- и наноструктур на СВЧ / Д.А. Усанов и др. – Саратов: СГУ, 2007. – 140 с.
3. Лисовский В.В. Теория и практика сверхвысокочастотного контроля влажности сельскохозяйственных материалов. – Минск: УОБГАТУ, 2005. – 292 с.
4. Егоров В.Н. Резонансные методы исследования диэлектриков на СВЧ // Приборы и техника эксперимента. - 2007. - № 2. - С. 5 – 38.
5. Chen L. Microwave Electronics Measurement and Materials Characterization / [L. Chen, C. Ong, C. Neo and other]. - New York: John Wiley & Sons, 2004. - 537 p.
6. Детинко М.В., Медведев Ю.В., Петров А.С. Физические основы неразрушающего СВЧ-резонаторного метода локального контроля электрофизических параметров полупроводников. - Томск: Изд-во Томского университета, 1988. - 30 с
7. Памятных Е.А., Туров Е.А. Основы электродинамики материальных сред в переменных и неоднородных полях. - М.: Наука, 2000. - 354 с.
8. Орлов С.И. Расчёт и конструирование коаксиальных резонаторов. - М.: Радио, 1970. - 256 с.
9. Степанов А.Е. Моделирование электромагнитных полей в электротехнических устройствах / Степанов А.Е. и др.. - К.: Техніка, 1990. - 188 с.
10. Nozokido T., Nuimura S., Hamano T., Bae J., Mizuno K. A new object mounting structure for use in millimeter-wave scanning near-field microscopy // IEICE Electronics Express. 2004. V. 1, No 6. P. 144–149.

11. Медведев Ю.В. Техника неразрушающего измерения удельного сопротивления, толщины и времени жизни неосновных носителей заряда по площади эпитаксиальных пленок // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. - 1984. - № 10. - С. 50 – 54.

12. Слипченко Н.И., Панченко А.Ю., Лю Чан Анализ свойств интегрального уравнения поля в апертуре открытого коаксиального сенсора // г. Харьков, Радиотехника, № 184, 2016 г., с. 164-169.

13. Неразрушающие бесконтактные СВЧ резонаторные методы локального контроля электрофизических параметров полупроводниковых материалов / Ахманаев В. Б. и др. // Дефектоскопия. – 1986. – № 1. – С. 23–35.

14. Бесконтактные радиоволновые методы измерения электрофизических параметров полупроводниковых материалов / М. В. Детинко и др. // Изв. Высш. уч. завед. «Физика». – 1992. – Т. 35, № 5. – С. 45–63.

15. Гордиенко Ю.Е. Резонаторные измерительные преобразователи в диагностике микрослоистых структур // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. - 1996. - Вып. 100. - С. 253 – 260.

16. Гордиенко, Ю. Е., Ларкин С. Ю., Ищенко А. Л. Характеристики коаксиального конусного СВЧ датчика для микродиагностики объектов // Радиотехника. – 2010. – № 162. – С. 35–40.

17. Электродинамические характеристики усовершенствованного резонаторного микрозонда для микроволновой микроскопии и микродиагностики / Гордиенко Ю. Е. И др. // Радиотехника. – 2009. – № 159. – С. 302–309.

18. E. A. Ash, G. Nicholls Super-resolution Aperture Scanning Microscope // Nature. – 1972 – V. 237. – P. 510–512.

19. K. Lai, W. Kundhikanjana, H. Peng, Y. Cui, M. A. Kelly, Z. X. Shen Tapping mode microwave impedance microscopy // Rev. Sci. Instrum.– 2009. – V.80.

20. Massood Tabib-Azar , Yaqiang Wang, M. Design and Fabrication of Scanning Near-Field Microwave Probes Compatible With Atomic Force Microscopy

to Image Embedded Nanostructures // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2004. – V. 52, N.3. – P. 971–979.

21. VC. P. Vlahacos, R. C. Black, S. M. Anlage, F. C. Wellstood . Near-field Scanning Microwave Microscope with 100 μm Resolution // Appl. Phys. Lett. – 1996. – V. 69. – P. 3272–3274.

22. Гордиенко Ю.Е Бондаренко И.Н., Лепих Я.И., Проказа А.М. Основы высоколокальной СВЧ сенсорики // Sensor Electronics and Microsystem Technologies 2014 – Т. 11, № 4, стр. 18-26.

23. S. M. Anlage, D. E. Steinhauer, B. J. Feenstra, C. P. Vlahacos, F. C. Wellstood Near-field microwave microscopy of materials properties // Microwave Superconductivity / edited by H. Weinstock, M. Nisenoff. – Amsterdam: Kluwer, 2001. – P. 239–269.

24. F. Keilmann, D. W. van der Weide, T. Eickelkamp, R. Merz, D. Stöckle Extreme sub-wavelength resolution with a scanning radiofrequency transmission microscope // Optics Commun. – 1996. – V. 129. – P. 15– 18.

25. S. M. Anlage, V. V. Talanov, A. R. Schwartz Principles of near-field microwave microscopy // Scanning probe microscopy: electrical and electromechanical phenomena at the nanoscale / edited by S. V. Kalinin, A. Gruverman. – New York: Springer-Verlag, 2007. – V. 1. – P. 215–253.

26. D. E. Steinhauer, C. P. Vlahacos, Sudeep Dutta, F. C. Wellstood, Steven M. Anlage Surface Resistance Imaging with a Scanning Near-Field Microwave Microscope // Appl. Phys. Lett. – 1997. – V. 71. – P. 1736– 1738.

27. C. Gao, T. Wei, F. Duewer, Y. Lu and X.-D. Xiang High spatial resolution quantitative microwave impedance microscopy by a scanning tip microwave near-field microscope // Appl. Phys. Lett. – 1997. – V. 71. – P. 1872–1874.

28. Yu. E. Gordienko, B. G. Borodin, V. I. Smuglii Microwave Photomodulation Method for the Study of Recombination Processes in Semiconductors [Text] // Telecommunication and Radio Engineering. – 1998. – Vol. 52, N 2. – P. 47–52.

29. Гордиенко Ю.Е. Рябухин А. А Фар Р. С. Фотомодуляционная СВЧ-диагностика структурно упорядоченных областей в аморфных полупроводниках [Текст] // Радиоэлектроника и информатика. – 1998. – № 2. – С. 28–32.

30. Гордиенко Ю.Е. Бородин Б.Г. Ващерук А. В Сидоренко С. Д. СВЧ фотомодуляционный метод измерения параметров полупроводниковых пластин и эпитаксиальных структур [Текст] // Складні системи і процеси. – 2006. – №2. – С. 35–39.

31. Гордиенко Ю.Е. Кочержин А. И. Пашков А. В. Рябухин А. А. Модуляционные варианты СВЧ диагностики материалов и сред [Текст] // Радиотехника – Х.: ХНУРЭ, 2003. – Вып. 134. – С. 229–236

32. A. Tselev, S. M. Anlage, H. Christen, R. L. Moreland, V. V. Talanov, A. R. Schwartz Near-field microwave microscope with improved sensitivity and spatial resolution [Text] // Rev. Sci. Inst. – 2003. – V. 74. – P. 3167–3170.].

33. Гордиенко Ю.Е. Гуд Ю. И. Полетаев Д.А. Вклад колебательных и излучательных потерь в характеристики СВЧ преобразователей с коаксиальной измерительной апертурой [Текст] // Радиотехника. – Х.: ХНУРЭ, 2009. – Вып. 157. – С. 108–114.

34. Гордиенко Ю.Е. Ближнеполевая сканирующая сверхвысокочастотная микродиагностика объектов в технологии электроники [Текст] // Нові технології: наук. вісник ІЕНТ. – 2002. – № 1. – С. 3 – 6.

35. Гордиенко Ю.Е. Гуд Ю. И. Полетаев Д. А. Ларкин С. Ю. Электродинамические характеристики усовершенствованного резонаторного микронзонда для микроволновой микроскопии и микродиагностики // Радиотехника. – Х.: ХНУРЭ, 2009. – Вып. 159. – С. 302–308.

36. Гордиенко Ю. Е. Петров В. В Полетаев Д. А. Свойства четвертьволнового коаксиального СВЧ измерительного преобразователя для диагностики материалов // Радиотехника. – 2008. – № 154. – С. 61–66.

37. Бондаренко И.Н. Взаимодействие электромагнитных высокочастотных полей с тонкими сверхпроводящими и охлаждаемыми токовыми каналами // Радиотехника, – 2015. – № 182, – С. 115 – 120.
38. Слипченко Н.И., Лю Чан, Панченко А.Ю. Интегральное уравнение для распределения поля в плоскости апертуры коаксиального сенсора // Ж. Радиотехника, № 183, 2015, С. 84-89.
39. Гордієнко Ю.О. Поліщук О.В. Пятайкіна М.І. Системи АПЧ задаючих генераторів у сучасній НВЧ діагностиці різноманітних об'єктів // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2016. – Том 15. – № 1. – С. 70–74.
40. A. Imtiaz, M. Pollak, S. M. Anlage, J. D. Barry, J. Melngailis Near-field microwave microscopy on nanometer length scales // Journal of applied physics. – 2005. – V. 97, N.4.– P. 044302-1–044302-6.
41. Гордиенко Ю.Е., Полищук А.В., Проказа А.М., Слипченко Н.И. Использование АПЧ в сканирующей микроволновой диагностики наноструктур и материалов // Функциональная база наноэлектроники: сб. науч. тр. VIII Междунар. науч. конф., 2015 г. – Харьков - Одесса: ХНУРЭ, 2015. – С. 184–187.
42. Менде Ф. Ф. Бондаренко И. Н. Трубицын А. В. Сверхпроводящие и охлаждаемые резонансные системы – К.: Наукова думка, 1976. – 272 с.
43. Бычков С. И. Буренин Н. И. Сафаров Р. Т. Стабилизация частоты генераторов СВЧ. – М.: Сов. радио, 1962. – 376 с.
44. Chen, L. F. Microwave Electronics. Measurements and Materials Characterization/L. F. Chen, C. K. Ong, C. P. Neo, V. V. Varadan, V. K. Varadan. – John Wiley & Sons, Ltd., 2004. – 537 p.
45. B. Rosner, Van der Weide D. W. High-frequency near-field microscopy // Review of Scientific Instruments. – 2002. – V. 73, N7. P. 2505–2525.
46. P. J. Petersan, M. Anlage Measurement of resonant frequency and quality factor of microwave resonators: Comparison of methods // Journal of Applied Physics. – 1998. – v. 84, N6. – P. 3392–3402.

47. Гордиенко Ю.Е., Полищук А.В., Пятайкина М.И. Системы АПЧ задающих генераторов в современной СВЧ диагностике различных объектов // Прикладная радиоэлектроника, 2016, т.15, №1, с. 64-68.

48. Полищук А.В., Пятайкина М.И., Проказа А.М. Применение системы АПЧ модуляционного типа в системах СВЧ диагностики наноразмерных структур // Материалы 20 Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке», Харьков, Украина, 2016, с. 112-113.

49. Steven M. Anlage, Vladimir V. Talanov, Andrew R. Schwartz Principles of near-field microwave microscopy // Scanning probe microscopy. Electrical and electromechanical phenomena at the nanoscale. 2007. Vol.I. P. 215-253.

50. Гордієнко Ю. О., Дзядевич С. В., Лепіх Я. І. та ін. Створення мікроелектронних датчиків нового покоління для інтелектуальних систем // Одеса: Астропринт, 2010. – 296 с.

51. Gordienko Yu.E., Larkin S.Yu., Prokaza A.M. Electromagnetic Properties of Resonator Microprobe for the Scanning Microwave Microscopy / Telecommunications and Radio Engineering, 2011. – Vol. 70, No15. – PP. 1333-1342.

52. Гордиенко Ю.Е., Полетаев Д.А., Проказа А.М., Слипченко Н.И. Высокотемпературный СВЧ нагрев полупроводников и диэлектриков // Прикладная радиоэлектроника. 2013. Т.12, №3. С.452-458.

53. E.Jerby, O.Aktushev, V.Dikhtyar Theoretical analysis of the microwave-drill near-field localized heating effect / Journal of applied physics, 2004. - V.97. - P.034909-1 – 0349091-7

54. Гордиенко Ю. Е. Ларкин С. Ю. Чхотуа М. С. Влияние зазора зонд — образец в сканирующей микроволновой микроскопии // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии : материалы 22-й Междунар. Крымской конф. (КрыМиКо'2012), 10–14 сент. 2012 г. – Севастополь : Вебер, 2012. – Т. 2. – С. 623–624.

55. Костромин В. В., Романов Б. С. Диэлькометрия: прошлое и настоящее // Кабель-news. – № 6–7. – июнь-июль 2009. – 92 с.

57. Gordienko Yu.Ye., Shian O.P., Shcherban I.N. Suppressing the effects of interfering factors in local microwave diagnostics. / USA, Telecommunication and Radio Engineering, 2016. Vol. 75, № 13. – P. 1221–1229.

58. D. Xiang, C. Gao. Quantitative complex electrical impedance microscopy by scanning evanescent microwave microscope. Materials Characterization №48, 2002. – p. 117–125.

59. Golosovsky M. Galkin A. Davidov D. High-Spatial Resolution Resistivity Mapping of Large-Area YBCO Films by a Near-Field Millimeter-Wave Microscope // IEEE Micro. Theor. Tech. – 1996.– V.44. – P. 1390–1392.

60. Golosovsky M. Galkin A. Davidov D. Novel millimeter-wave near-field resistivity microscope // Appl. Phys. Lett. – 1996. – V. 68, No 11. – P. 1579–1581.

61. Bae J., Okamoto T., Fujii T, Mizuno K., Nozokido T. Experimental demonstration for scanning near-field microscopy using a metal micro-slit probe at millimeter wavelengths // Appl. Phys. Lett. – 1997.– V. 71. – P. 3581–3583.

62. Lann, A. F. Golosovsky M. Davidov D. Frenkel A. Combined millimeter-wave near-field microscope and capacitance distance control for the quantitative mapping of sheet resistance of conducting layers // Appl. Phys. Lett. – 1998. – V. 73. – P. 2832 – 2834.

63. Mohammed-Djafari, Qaddoum, A. Zoughi R. A Blind Deconvolution Approach for Resolution Enhancement of Near-Field Microwave Images // Proc. SPIE. – 1999. – P.274–281.

64. Copty, A. Sakran F. Golosovsky M. Electron spin resonance microscopic surface imaging using a microwave scanning probe // Appl. Phys. Lett. – 2003. – V. 82. – P. 1479–1481.,

65. Copty, A. Sakran F. Golosovsky M. Davidov D. Frenkel A. Low-power near-field microwave applicator for localized heating of soft matter // Appl. Phys. Lett. – 2004. – V. 84, No, 25. – P. 5109–5111

66. Copty, A. Golosovsky M. Davidov D. Frenkel A. Localized heating of biological media using a 1 watt microwave near-field probe // IEEE Trans. Microwave Theory Techn. – 2004.–V. 52, No.8. – P. 1957.

67. Lann, A. F. Golosovsky M. Davidov D. Frenkel A. Microwave near-field polarimetry // Appl. Phys. Lett. – 1999. – V. 75. – P. 603–605.
68. Бондаренко И.Н., Галич А.В. Измерительные резонаторные преобразователи на основе микрополосковых структур // Радиотехника. 2014. Вып. 177, с.130-135.
69. Бондаренко И.Н. Галич А.В., Микрополосковые резонаторные измерительные преобразователи для сканирующей микроволновой микроскопии // Сб. науч. тр. 6-й Междунар. науч. конф. «Функциональная база наноэлектроники», Харьков-Крым, 2013, 30.09.- 4.10.2013. – С.86-89.
70. Bondarenko I.N., Galich A.V. Microstrip resonant sensors for scanning microwave microscopy // Proc. of the 12-th International Conference “Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science”(TCSET 2014), Ukraine. Lviv-Slavske, Feb. 25-March 1, 2014. – Pp. 145-147.
71. Shcherban I.M. Sliusarenko O.A. High local microwave diagnostics of microelectronics materials using Scanning Microwave Microscopy // SCIENCE, RESEARCH, DEVELOPMENT #23, Rotterdam, 30.11.2019