

Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет Електронної та біомедичної інженерії

Кафедра Мікроелектроніки, електронних приладів та пристроїв

Рівень вищої освіти перший (бакалаврський)

Спеціальність 171 Електроніка
(код і повна назва)

Тип програми освітньо-професійна

Освітня програма «Електронні пристрої та системи»
(повна назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ:

Зав. кафедри _____
(підпис)

« _____ » _____ 20 ____ р.

ЗАВДАННЯ НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

студентові Оксенюк Артур
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Резонаторні та хвилеводні мікрохвильові сенсори в дослідженні властивостей напівпровідників»
затверджена наказом університету від 26.05 _____ 2025__ р. № 415_____
2. Термін подання студентом роботи до екзаменаційної комісії _____ 20__ р.
3. Вихідні дані до роботи хвилеводний та резонаторний НВЧ вимірювальний перетворювач, товщина зразків $h = 0,2; 0,3; 0,4; 0,6$ мм, $\text{tg}\delta = 10^{-4}; 10^{-3}; 10^{-2}$

4. Перелік питань, що потрібно опрацювати в роботі 1. Основні принципи функціонування резонаторних і хвилеводних мікрохвильових вимірювальних перетворювачів. 2. Аналіз можливостей сучасних методів чисельного моделювання для розв'язання задач електродинаміки в НВЧ-діапазоні 3. Моделювання НВЧ вимірювальних перетворювачів. 4. Дослідження впливу параметрів матеріалу на характеристики НВЧ вимірювальних перетворювачів

5. Перелік графічного матеріалу із зазначенням креслеників, схем, плакатів, комп'ютерних ілюстрацій (п.5 включається до завдання за рішенням випускової кафедри) _____

6. Консультанти розділів роботи (п.6 включається до завдання за наявності консультантів

згідно з наказом, зазначеним у п.1)

Найменування розділу	Консультант (посада, прізвище, ім'я, по батькові)	Позначка консультанта про виконання розділу	
		підпис	дата

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№	Назва етапів роботи	Терміни виконання етапів роботи	Примітка
1	Аналіз технічного завдання	06.05.24	Виконано
2	Аналіз основних принципів функціонування резонаторних і хвилеводних мікрохвильових вимірювальних перетворювачів	07.05.24-08.05.24	Виконано
3	Аналіз можливостей сучасних методів чисельного моделювання для розв'язання задач електродинаміки в НВЧ-діапазоні	08.05.24-09.05.24	Виконано
4	Моделювання НВЧ вимірювальних перетворювачів.	10.05.24-12.05.24	Виконано
5	Дослідження впливу параметрів матеріалу на характеристики НВЧ вимірювальних перетворювачів	13.05.24-16.05.24	Виконано
6	Оформлення пояснювальної записки	17.05.24-25.05.24	Виконано
7	Підготовка презентації	25.05.24-04.06.24	Виконано
8	Рецензування, нормоконтроль		
9	Захист роботи		

Дата видачі завдання _____ 20__ р.

Студент _____
(підпис)

Керівник роботи _____ доц. Пащенко О. Г.
(підпис) (посада, прізвище, ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка містить: 60 сторінок, 25 рисунків, 17 джерел.

ВИМІРЮВАЛЬНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ, РЕЗОНАТОР, ХВИЛЕВОД, ДОБРОТНІСТЬ, РЕЗОНАНСНА ЧАСТОТА, НВЧ, ТАНГЕНС КУТА ВТРАТ

Об'єктом дослідження є процеси взаємодії електромагнітного поля в мікрохвильовому (НВЧ) діапазоні з твердотільними матеріалами — зокрема, напівпровідниковими та діелектричними — у межах резонаторних і хвилеводних сенсорних структур. Така взаємодія лежить в основі методів безконтактної діагностики та дозволяє отримати інформацію про електрофізичні параметри матеріалів, зокрема діелектричну проникність, електропровідність, втрати та інші характеристики, що важливі для застосування в електроніці, радіотехніці та матеріалознавстві.

Мета роботи — здійснити комплексне дослідження методів мікрохвильової діагностики електрофізичних властивостей матеріалів шляхом аналізу взаємодії електромагнітного поля з тестовими зразками в різних типах НВЧ структур. Зокрема, передбачається:

- вивчити основні принципи функціонування резонаторних і хвилеводних мікрохвильових вимірювальних перетворювачів;
- проаналізувати можливості застосування сучасних методів чисельного моделювання для розв'язання задач електродинаміки в НВЧ діапазоні;
- оцінити чутливість та інформативність розглянутих датчиків для діагностики матеріалів із заданими електрофізичними властивостями.

Метод дослідження — проведення обчислювального експерименту, який базується на чисельно-аналітичному моделюванні мікрохвильових резонаторних та хвилеводних сенсорів із використанням спеціалізованого програмного забезпечення. У межах експерименту здійснюється побудова моделей та оцінка змін параметрів вимірювальних перетворювачів залежно від властивостей досліджуваних матеріалів.

ABSTRACT

The explanatory note comprises: 60 pages, 25 figures, 17 references.

MEASUREMENT TRANSDUCER, RESONATOR, WAVEGUIDE, QUALITY FACTOR, RESONANT FREQUENCY, MICROWAVES, LOSS TANGENT

The object of the study is the set of interaction processes between electromagnetic fields in the microwave (MW) frequency range and solid-state materials—specifically, semiconductor and dielectric media—within resonant and waveguide-based sensor structures. This type of interaction forms the foundation of non-contact diagnostic techniques and enables the extraction of valuable information regarding the electrophysical parameters of materials, such as dielectric permittivity, electrical conductivity, energy losses, and other properties that are crucial for applications in electronics, radio engineering, and materials science.

The aim of the study is to conduct a comprehensive investigation of microwave diagnostic methods for determining the electrophysical properties of materials by analyzing the interaction between the electromagnetic field and test samples in various types of microwave structures. Specifically, the study aims to:

- examine the fundamental principles of operation of resonant and waveguide microwave measurement transducers;
- analyze the potential of modern numerical modeling methods for solving electrodynamic problems in the microwave range;
- evaluate the sensitivity and informativeness of the considered sensors for diagnosing materials with specified electrophysical properties.

Research method — computational experiment based on numerical-analytical modeling of microwave resonant and waveguide sensors using specialized software. The experiment includes the construction of models and the evaluation of changes in the parameters of measurement transducers depending on the properties of the materials under study.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ, СКОРОЧЕНЬ ТА ТЕРМІНІВ.....	7
ВСТУП	8
1 ТЕОРЕТИЧНИЙ АНАЛІЗ РЕЗОНАТОРНИХ ТА ХВИЛЕВІДНИХ МЕТОДІВ У ДОСЛІДЖЕННІ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ МАТЕРІАЛІВ....	10
1.1 Хвилеводні методи.....	10
1.2 Метод повного заповнення поперечного перерізу хвилеводу.....	11
1.3 Резонансні методи в сантиметровому діапазоні хвиль	16
1.4 Теоретичні основи резонансних методів	17
1.5 Циліндричні резонатори з коливаннями E_{010}	23
1.6 Циліндричні резонатори з коливаннями H_{01}	28
2 МОДЕЛЮВАННЯ НВЧ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ДЛЯ ДІАГНОСТИКИ ЕЛЕКТРОФІЗИЧНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ МАТЕРІАЛІВ..	33
2.1 Загальні принципи моделювання в електроніці.....	33
2.2 Чисельні методи, що застосовуються у моделюванні	37
2.4 Програмний пакет CST Microwave Studio	38
3 ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ ПАРАМЕТРІВ МАТЕРІАЛУ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ НВЧ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ.....	44
3.1 Схеми включення розглянутих ВП	44
3.2 Моделі розглянутих ВП.....	46
3.3 Аналіз результатів моделювання.....	48
ВИСНОВКИ.....	57
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ	59
ДОДАТОК А.....	Ошибка! Закладка не определена.
ДОДАТОК Б	Ошибка! Закладка не определена.

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ, СКОРОЧЕНЬ
ТА ТЕРМІНІВ

АЧХ – амплітудно-частотна характеристика;

ВП – вимірювальний перетворювач;

ЕМП – електромагнітне поле;

МСЕ – метод скінченних елементів;

НВЧ – надвисока частота;

НЧ сигнал – низькочастотний сигнал;

РД – резонаторний датчик;

ФСВІ – фундаментальні сигнали вимірювальної інформації;

a, b – величини, нормовані до довжини хвилі;

E – тип коливання;

E_r – радіальна складова електричного поля;

f – частота сигналу;

f_0 – резонансна частота;

h – товщина об'єкта діагностики (зразка);

H_ϕ – азимутальна складова магнітного поля;

Q – власна добротність;

l – довжина резонаторного датчика;

r – радіус резонатора;

S – коефіцієнт відбиття;

$\text{tg}\delta$ – тангенс кута втрат;

V – об'єм.

ε – відносна діелектрична проникність матеріалу;

σ – електропровідність матеріалу;

λ – довжина хвилі;

λ_r – резонансна довжина хвилі;

$\Delta f/f$ – відносна зміна резонансної частоти;

$\Delta Q/Q$ – відносна зміна добротності.

ВСТУП

Вивчення фізико-хімічних та електрофізичних властивостей напівпровідникових матеріалів є основою для розвитку сучасної електроніки, мікроелектроніки та нанотехнологій. Надійне визначення параметрів напівпровідників, таких як діелектрична проникність, електропровідність, втрати та інші, має вирішальне значення для розробки високопродуктивних напівпровідникових пристроїв, зокрема транзисторів, сенсорів, фотодетекторів та інтегральних схем.

Серед численних методів дослідження матеріалів, мікрохвильові методи займають особливе місце завдяки своїй високій точності, чутливості та неінвазивності. Зокрема, резонаторні та хвилеводні сенсори широко використовуються для експериментального визначення електрофізичних параметрів напівпровідників. Ці методи ґрунтуються на аналізі взаємодії електромагнітних хвиль із матеріалом у мікрохвильовому діапазоні частот, що дозволяє виявляти навіть незначні зміни у структурі та складі зразків.

Резонаторні методи характеризуються застосуванням спеціальних резонаторів, у яких досліджуваний матеріал взаємодіє з електромагнітним полем резонансної моди. Зміни в параметрах резонатора — частоті власних коливань, добротності — безпосередньо пов'язані з електрофізичними властивостями зразка, що дозволяє здійснювати точні кількісні виміри. Перевагою резонаторних методів є можливість роботи з матеріалами, які мають низькі втрати, а також здатність до тонких налаштувань і підвищеної чутливості.

Хвилеводні сенсори, у свою чергу, базуються на використанні хвилеводних структур, у яких електромагнітні хвилі поширюються в обмеженому просторі. Взаємодія хвиль із досліджуваним матеріалом викликає зміни характеристик хвилевода (імпедансу, коефіцієнта відбиття,

фазового зсуву), що можуть бути виміряні і використані для визначення параметрів зразка. Цей метод зручний для дослідження тонких плівок, неоднорідних та багатошарових структур, що є актуальним для сучасної напівпровідникової технології.

У цій роботі розглядаються теоретичні основи та практичні аспекти застосування резонаторних і хвилеводних мікрохвильових сенсорів для дослідження властивостей напівпровідників. Аналізуються принципи роботи цих методів, їх переваги, обмеження, а також конкретні приклади застосування в експериментальних дослідженнях. Зрозуміння цих методів дає змогу розвивати нові підходи до контролю якості напівпровідникових матеріалів і створення більш ефективних мікрохвильових приладів. Будуть розглянуті такі питання:

- проведено аналіз резонаторних і хвилеводних методів діагностики електрофізичних параметрів матеріалів;
- розглянуто чисельні методи, які використовуються при моделюванні;
- проведено обчислювальний експеримент, спрямований на моделювання резонаторного датчика;
- проведено аналіз чисельних результатів — залежностей S-параметрів від різних параметрів електродинамічної системи «резонаторний датчик (хвилевод) – зразок».

1 ТЕОРЕТИЧНИЙ АНАЛІЗ РЕЗОНАТОРНИХ ТА ХВИЛЕВІДНИХ МЕТОДІВ У ДОСЛІДЖЕННІ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ МАТЕРІАЛІВ

У сучасному виробництві мікроелектронної, електронної та радіоелектронної апаратури використовується широкий спектр матеріалів. Серед них особливе значення мають діелектрики та напівпровідники, електрофізичні характеристики яких істотно впливають на функціональні властивості схемних елементів. У зв'язку з цим контроль електрофізичних параметрів матеріалів, що входять до складу електронних виробів, є невід'ємною частиною технологічного процесу створення пристроїв і компонентів.

Серед численних методів діагностики електрофізичних властивостей матеріалів найбільш доступними та добре вивченими НВЧ-методи, засновані на використанні хвилеводних і резонаторних структур.

1.1 Хвилеводні методи

Хвилеводні методи виникли як подальший розвиток підходу, запропонованого В. В. Татариним, і були адаптовані до НВЧ-діапазону Н. М. Маловим, А. Р. Хіппелем та рядом інших дослідників [1]. На відміну від двопровідних ліній, що використовувалися Татариним і характеризувалися порушенням умови квазістаціонарності в поперечному перерізі, хвилеводи усувають ці недоліки, оскільки зразок у них є інтегральною частиною розподіленої вимірювальної структури.

У подальшому буде розглянуто метод повного заповнення поперечного перерізу хвилеводу, який забезпечує можливість дослідження електрофізичних параметрів різноманітних твердих матеріалів у НВЧ-діапазоні. Після незначної трансформації відповідних рівнянь цей підхід може бути повністю адаптований для вимірювальних систем на основі

коаксіальних ліній.

1.2 Метод повного заповнення поперечного перерізу хвилеводу

У цьому методі досліджуваній діелектричній зразку товщиною d розміщується в середині хвилеводу таким чином, щоб щільно прилягати до короткозамикаючої пластини та повністю заповнювати поперечний переріз хвилеводу без зазорів, торкаючись усіх його стінок (рис.1.1). Інший кінець хвилеводу через розв'язуючий атенюатор (від 10 дБ до 15 дБ) підключають до генератора. Вибір довжини хвилі λ_0 генератора (або розмірів хвилеводу) здійснюється так, щоб у хвилеводі поширювався основний тип коливань.

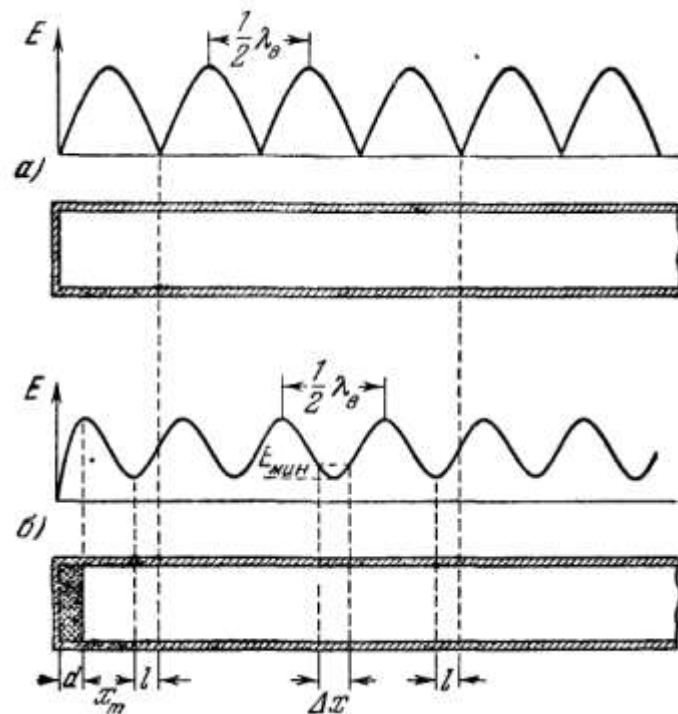


Рисунок 1.1 – Епюри стоячої хвилі у хвилеводі

За відсутності зразка (рис. 1.1, а) у хвилеводі формується суто стояча хвиля, в якій вузли розташовані на відстані $\frac{1}{2} \lambda_g$ один від одного та від короткозамикаючої пластини. Тут λ_g — довжина хвилі у хвилеводі, яка

пов'язана з граничною довжиною хвилі $\lambda_{\text{гр}}$ та довжиною хвилі у вільному просторі λ_0 співвідношенням:

$$\lambda_{\text{в}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{гр}}}\right)^2}}. \quad (1.1)$$

Напруженість електричного поля у вузлах чистої стоячої хвилі дорівнює нулю, оскільки амплітуда відбитої хвилі збігається з амплітудою падаючої.

При внесенні зразка картина змінюється, набуваючи вигляду, зображеного на рис. 1.1, б. Напруженість поля у вузлах тепер не досягає нуля, адже через поглинання в зразку амплітуда відбитої хвилі стає меншою за амплітуду падаючої. Крім того, усі мінімуми стоячої хвилі зміщуються у бік зразка, що пояснюється меншою довжиною хвилі в зразку порівняно з довжиною хвилі у порожньому хвилеводі.

Зміни в картині стоячої хвилі залежать від властивостей досліджуваного діелектричного зразка і можуть бути пов'язані з його електричними характеристиками через певне співвідношення, отримане в результаті розв'язання відповідної електродинамічної задачі.

Розв'язок цієї задачі з урахуванням граничних умов на межах розділу приводить до комплексного трансцендентного рівняння, що пов'язує характеристики діелектричного зразка з вимірюваними параметрами — коефіцієнтом біжучої хвилі K_6 (або коефіцієнтом стоячої хвилі K_c) та положенням вузла стоячої хвилі відносно поверхні зразка. Це рівняння має вигляд:

$$\frac{\tanh(\gamma_1 d)}{\gamma d_1} = -j \frac{\lambda_{\text{в}}}{2\pi d} \cdot \frac{K_6 - j \tan \theta}{1 - j K_6 \tan \theta} \quad (1.2)$$

де K_6 — коефіцієнт біжучої хвилі;

d — товщина досліджуваного зразка;

x_m — відстань від поверхні зразка до першого вузла стоячої хвилі;

$\theta = 2\pi x_m / \lambda_v$ — фазовий кут, що відповідає відстані x_m ;

γ_1 — стала поширення в зразку.

Права частина рівняння (1.2) містить величини K_6 , λ_v та x_m , котрі визначаються за допомогою хвилеводної вимірювальної лінії, розташованої між генератором і секцією зразка, і яка має такий самий поперечний переріз, що й секція, в якій знаходиться зразок.

Коефіцієнт біжучої хвилі (КБХ), що дорівнює оберненому значенню коефіцієнта стоячої хвилі (КСХ), у більшості випадків вимірюється в точках, розташованих поблизу вузла стоячої хвилі. Якщо обирати точки, у яких покази індикаторного приладу (при квадратичній характеристиці детектора) вдвічі перевищують показання в мінімумі, то коефіцієнт K_6 визначається за формулою:

$$K_6 = \frac{1}{K_c} = \frac{\pi \Delta x}{\lambda_B}, \quad (1.3)$$

де Δx — відстань між точками подвоєного мінімуму.

Довжина хвилі у хвилеводі λ_v вимірюється за допомогою вимірювальної хвилеводної лінії шляхом визначення відстані між двома сусідніми мінімумами стоячої хвилі за відсутності зразка.

Відстань x_m між поверхнею зразка і першим вузлом стоячої хвилі визначається за формулою:

$$x_m = \frac{\lambda_B}{2} - d - l, \quad (1.4)$$

де d — товщина зразка;

l — зміщення будь-якого вузла, викликане внесенням зразка (рис. 1.1).

Отримані таким чином значення параметрів K_6 , λ_v та x_m , разом із заздалегідь виміряною товщиною зразка d , дозволяють обчислити праву частину рівняння (1.2), а згодом — сталу поширення γ_1 , яка пов'язана з ϵ' і ϵ'' за формулою, відомою з теорії хвилеводів.

$$\gamma_1 = \frac{2\pi}{\lambda_v} \sqrt{\epsilon' - j\epsilon'' - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_\Gamma}\right)^2}. \quad (1.5)$$

Обчислення сталої поширення ускладнюється принциповими проблемами: по-перше, неможливістю аналітичного розв'язання рівняння (1.2), а по-друге — неоднозначністю, що виникає через періодичність функцій, які входять до цього рівняння. Цю неоднозначність можна усунути, якщо хоча б приблизно відоме значення проникності досліджуваного матеріалу або проведено кілька вимірювань з зразками різної товщини.

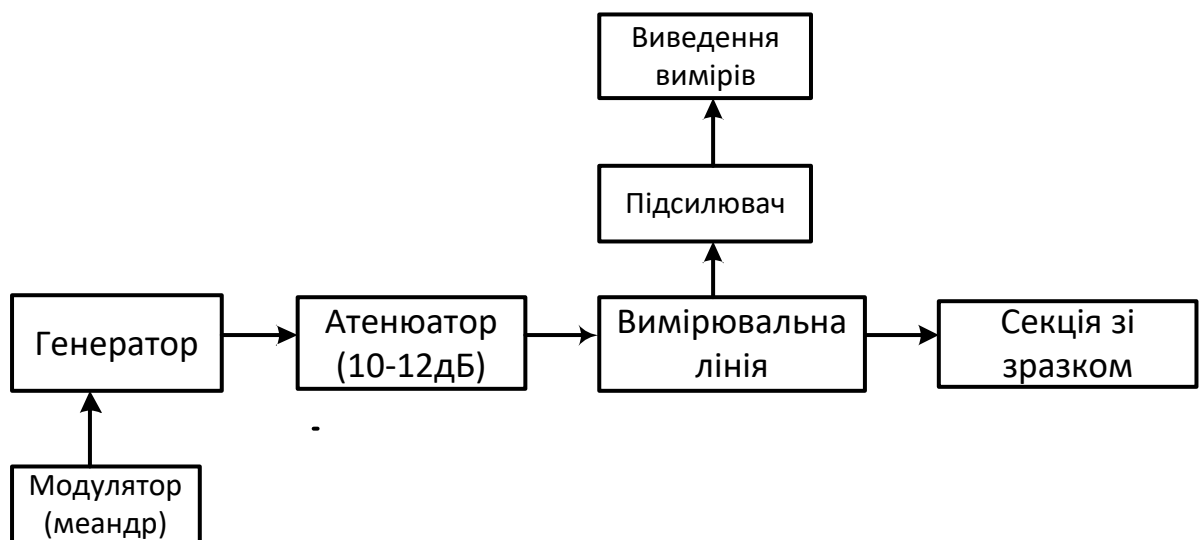


Рисунок 1.2 – Блок-схема установки для вимірювання проникності хвилеводним методом

Більшість описаних хвилеводних вимірювань виконують у трисантиметровому діапазоні довжин хвиль. Втім, значна кількість

досліджень проводиться також і на коротших хвилях — до 8...6 мм, що, ймовірно, є межою хвилеводних методів через надзвичайно малі поперечні перерізи відповідних хвилеводів.

Схема розташування апаратури для хвилеводного методу наведена на рис. 1.2. При роботі в трисантиметровому діапазоні з успіхом використовується стандартна вимірювальна апаратура, що складається з клістронного генератора, вимірювальної лінії та підсилювача, який застосовується при роботі з модульованим сигналом. Модуляція клістронного генератора прямокутними імпульсами (меандр), що забезпечує спектр сигналу, близький до монохроматичного, застосовується для дослідження зразків із малими втратами. При цьому в зразку з низькими втратами напруженість поля в вузлах стоячої хвилі майже не відрізняється від нуля ($K_c \gg 1$) і не може бути точно виміряна за допомогою генератора малої потужності.

Робота з підсилювачем, особливо при вимірюванні великих значень коефіцієнта стоячої хвилі (КСВ), вимагає особливої обережності через можливі наведення модуляційного сигналу низької частоти на вхід підсилювача. Усунення таких наведень досягається ретельним екрануванням усіх з'єднань і проводів живлення.

Точність хвилеводного методу залежить від похибок вимірюваних величин, що входять до розрахункових формул. Аналіз численних досліджень показує, що похибки близько 0,5...1 % для дійсної частини проникності та 3...5 % для тангенса кута діелектричних втрат ($\text{tg}\delta$) є досяжними, але, ймовірно, ще не граничними значеннями. Аналогічної точності можна досягти і при застосуванні коаксіальних ліній.

Більш прості формули для обчислення дійсної та уявної частин проникності отримують у методі «тонкого зразка», при якому тонка пластинка досліджуваного діелектрика розміщується на відстані, рівній четверті довжини хвилі, від закороченого кінця хвилеводу або коаксіальної

лінії. Для визначення проникності вимірюють зміщення вузла стоячої хвилі Δx_m і коефіцієнт біжучої хвилі K_6 . Обчислення ε' та ε'' виконується за формулами (для випадку коаксіальної лінії), які не враховують втрати у самій лінії.

$$\varepsilon' = 1 + \frac{\Delta X_m}{d} \quad \text{та} \quad \varepsilon'' = K_6 \frac{\lambda_0}{2\pi d}, \quad (1.6)$$

1.3 Резонансні методи в сантиметровому діапазоні хвиль

Для вивчення діелектричних властивостей матеріалів у НВЧ-діапазоні застосовують резонансні методи. Суть цих методів полягає у вимірюванні резонансної частоти та добротності резонатора спочатку без зразка, а потім — із зразком, розміщеним у певний спосіб всередині резонатора.

Так само, як у дециметровому діапазоні — особливо в його довгохвильовій частині — іноді з певними обмеженнями можна використовувати методики, розроблені для метрового діапазону, у сантиметровому діапазоні також можливе застосування деяких методів, що добре зарекомендували себе для довших хвиль. До таких підходів належать, наприклад, метод коаксіального резонатора з торцевим зазором та другий метод Друде, що ґрунтується на резонансних ефектах у коаксіальних або двопровідних лініях. Втім, у сантиметровому діапазоні ці методи дають значні похибки, оскільки принципово не відповідають умовам, необхідним для коректного вимірювання, — насамперед, через порушення умов квазістаціонарності.

Це порушення зумовлене тим, що геометричні розміри системи стають співмірними або навіть більшими за довжину хвилі, через що виникають додаткові ефекти, які складно врахувати. Наприклад, у коаксіальному резонаторі торцевий зазор уже не можна вважати лише ємнісним елементом,

оскільки його розміри стають значними порівняно з довжиною хвилі. У методах із коаксіальними або двопровідними лініями зменшення довжини хвилі призводить до того, що відстань між провідниками наближається до значущої частки хвилі, з'являються вищі моди та спостерігається випромінювання енергії.

Ці ускладнення було докладно проаналізовано, зокрема в контексті другого методу Друде, де доведено, що при зменшенні довжини хвилі математичний опис методу ускладнюється настільки, що подальше його використання стає практично недоцільним.

Зі скороченням довжини хвилі в межах сантиметрового діапазону спостерігається подібна закономірність: методи, які дають надійні результати в середній частині діапазону, стають непридатними на його короткохвильовій межі. У таких випадках їх зазвичай замінюють на принципово інші підходи — наприклад, оптичні методи, що ґрунтуються на поширенні хвиль у вільному просторі.

1.4 Теоретичні основи резонансних методів

У резонансних методах НВЧ-діапазону досліджуваний діелектричний зразок зазвичай є невід'ємною частиною об'єму резонатора. Основні відмінності між різними варіантами цих методів полягають у типі використовуваного резонатора, геометричній формі зразка, способі його розміщення всередині резонатора, а також у процедурі вимірювання.

Суть завдання зводиться до визначення діелектричної проникності та тангенса кута діелектричних втрат шляхом аналізу електромагнітного поля в резонаторі з урахуванням впливу розміщеного в ньому зразка. Це передбачає розв'язання рівнянь для відповідної конфігурації резонаторної системи. Наразі такі розв'язки повністю відпрацьовані лише для найпростіших типів резонаторів — прямокутного, циліндричного та коаксіального.

У ході експерименту зазвичай вимірюються резонансна частота f_0 і добротність Q_0 порожнього резонатора, а також частота f_1 і добротність Q_1 після введення в резонатор зразка. Метою теоретичного аналізу в рамках обраного резонансного методу є встановлення математичного зв'язку між цими параметрами для подальшого обчислення електрофізичних характеристик зразка.

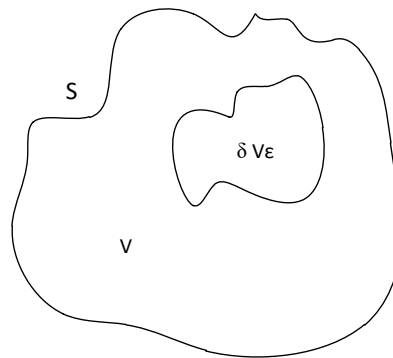


Рисунок 1.3 – Резонансна порожнина з діелектричним зразком

Для розв'язання поставленого завдання доцільно застосувати метод малих збурень, розглядаючи певну область простору V , обмежену замкненою поверхнею S (рис. 1.3). Електромагнітні процеси всередині цього об'єму описуються рівняннями Максвелла [2...6]:

$$\text{rot} \mathbf{H} = j\omega \mathbf{0} \epsilon \mathbf{E}, \quad (1.7)$$

$$\text{rot} \mathbf{E} = -j\omega \mathbf{0} \mu \mathbf{H}, \quad (1.8)$$

де \mathbf{E} та \mathbf{H} — вектори напруженостей електричного та магнітного полів відповідно;

ϵ та μ — діелектрична та магнітна проникності середовища, що заповнює об'єм V .

Застосовуючи комплексний вектор Пойнтінга–Умова, можна виразити взаємозв'язок між потужністю, яка поглинається всередині об'єму V та

енергією, що проходить через його поверхню S за одиницю часу. Рівняння (1.7) при цьому можна переписати у формі з комплексним спряженням:

$$\operatorname{rot} H^* = j\omega_0 \varepsilon E^*, \quad (1.9)$$

та перемноживши рівняння (1.9) на E а рівняння (1.8) на H^* та склавши їх, отримаємо використовуючи формулу векторного аналізу $\operatorname{div}[AB] = B \operatorname{rot} A - A \operatorname{rot} B$,

$$-\operatorname{div}[EH^*] = j[\mu H H^* - \varepsilon E E^*]. \quad (1.10)$$

Беручи інтеграл по об'єму V та перетворюючи ліву частину рівняння (1.10) за формулою Гауса–Остроградського в інтеграл по поверхні S , отримаємо потік вектора Умова–Пойнтінга, який характеризує енергію, що втікає в середину об'єму V :

$$N_s = \frac{1}{2} \int_s [EH^*] dS = j \frac{\omega_0}{2} \left[\int_v \mu H H^* dV - \int_v \varepsilon E E^* dV \right]. \quad (1.11)$$

Далі, застосовуючи метод збурень при невеликих варіаціях усіх величин, що входять у рівняння (1.7), (1.8) та (1.11), а саме δE , δE^* , δH , δH^* , $\delta \varepsilon$, $\delta \mu$, $\delta \omega_0$, δN , δS та δV , отримаємо наступні співвідношення:

$$\operatorname{rot} \delta H = j \delta \omega_0 \varepsilon E + j \omega_0 \delta \varepsilon H + j \omega_0 \varepsilon \delta E, \quad (1.12)$$

$$\operatorname{rot} \delta E = -j \delta \omega_0 \mu E - j \omega_0 \delta \mu H - j \omega_0 \mu \delta H, \quad (1.13)$$

$$\begin{aligned}
\delta N_{S+\delta S} = & j\delta\delta_0 \left[\int_V \mu H H^* dV - \int_V \varepsilon E E^* dV \right] + \\
& + j\omega_0 \left[\int_V \delta\mu H H^* dV - \int_V \delta\varepsilon E E^* dV \right] + \\
& + j\omega_0 \int_V (\mu\mu\delta H^* + \mu\delta H H^* - \varepsilon E\delta E^* - \varepsilon\delta E E^*) dV + \\
& + j\omega_0 \int_{\delta V} (\mu\mu H^* - \varepsilon E E^*) dV.
\end{aligned}
\tag{1.14}$$

Якщо розглядуваний об'єм не має втрат і оточений ідеально провідною поверхнею S , а також якщо порожнина не містить магнітних матеріалів ($\mu = \text{const} = 1$) і її розміри не змінюються, а всередину порожнини внесено діелектрик об'ємом δV_ε з проникністю, яка відрізняється на $\delta\varepsilon$ від проникності середовища, що заповнює об'єм V то рівняння (1.14) набуває вигляду:

$$\begin{aligned}
& j\delta\omega_0 \left[\int_V \mu H H^* dV - \int_V \varepsilon E E^* dV \right] - j\omega_0 \int_V \delta\varepsilon E E^* dV + \\
& + j\omega_0 \left[\int_V \delta\mu H H^* dV + \right. \\
& \left. + \int_V (\mu\delta H H^* dV - \int_V \varepsilon E\delta E^* dV - \int_V \varepsilon\delta E E^* dV = 0, \right.
\end{aligned}
\tag{1.15}$$

Оскільки зміна енергії, що втекає в об'єм, дорівнює нулю, підставляючи в останнє рівняння значення δH та δH^* з (1.12), а також замінюючи E и E^* виразами, отриманими з (1.7) та (1.8), і використовуючи тотожності:

$$\begin{aligned}
\delta E \text{ rot } H^* - H^* \text{ rot } \delta E = \text{div}[\delta E H^*], \\
\int_V \text{div}[\delta E H^*] dV = \int_S [\delta E H^*] dS = 0,
\end{aligned}
\tag{1.16}$$

отримаємо після нескладних перетворень:

$$\frac{\delta\omega_0}{\omega_0} = -\frac{\int_{\delta V_\varepsilon} \delta\varepsilon EE^* dV}{\int_V \mu HH^* dV - \int_V \varepsilon EE^* dV}. \quad (1.17)$$

В подальшому, користуючись співвідношенням (1.11), з якого для розглянутого випадку провідної поверхні S (потік енергії $N_S=0$) випливає, що:

$$\int_V \mu HH^* dV = \int_V \varepsilon EE^* dV, \quad (1.18)$$

отримаємо остаточно:

$$\frac{\delta\omega_0}{\omega_0} = \frac{\delta f_0}{f_0} = -\frac{\int_{\delta V_\varepsilon} \delta\varepsilon EE^* dV}{2 \int_V \varepsilon EE^* dV}, \quad (1.19)$$

де f_0 — власна частота невозбудженої резонансної порожнини;

$\delta f_0 = f_0 - f_1$ — зміна частоти при внесенні діелектрика, а саме:

$$2 \int_V \varepsilon EE^* dV = W, \quad (1.20)$$

представляє собою енергію, накопичену в резонаторі. Добротність порожнього резонатора визначається формулою:

$$Q_0 = \frac{\omega_0 W}{P} \quad (1.21)$$

де P — потужність втрат у резонаторі.

При внесенні діелектричного зразка добротність змінюється через незначні зміни ω_0 , W та P , тому добротність резонатора з зразком набуває вигляду:

$$Q_1 = \frac{(\omega_0 + \Delta\omega)(W + \Delta W)}{P + \Delta P}. \quad (1.22)$$

Віднявши $1/Q_0$ від $1/Q_1$ на основі рівнянь (1.21) та (1.22), отримаємо:

$$\left(\frac{1}{Q_1} - \frac{1}{Q_0}\right) \omega_0 W = \frac{P + \Delta P}{\left(1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)\left(1 + \frac{\Delta W}{W}\right)} - P \quad (1.23)$$

Якщо об'єм внесеного діелектрика значно менший за об'єм резонатора, то змінами частоти та запасеної енергії можна знехтувати, тобто вважати $\Delta\omega/\omega_0 \ll 1$, $\Delta W/W \ll 1$; це дає для зміни добротності резонатора таке вираження:

$$\left(\frac{1}{Q_1} - \frac{1}{Q_2}\right) \omega_0 W = \Delta P \quad (1.24)$$

де ΔP — зміна потужності втрат через внесення діелектрика.

Співвідношення (1.19) і (1.24), отримані методом малих збурень, є справедливими для резонаторів будь-якої форми за умови, що внесений у резонатор діелектрик має об'єм значно менший за об'єм самого резонатора і не викликає суттєвих спотворень електромагнітних полів у ньому.

1.5 Циліндричні резонатори з коливаннями E_{010}

Для виведення конкретних формул, що стосуються певного типу резонатора, у рівняннях (1.19) та (1.24) слід підставити значення електромагнітних полів, які відповідають цьому типу резонатора і відповідному виду коливань у ньому [7...15].

Наприклад, для резонатора циліндричної форми, за використання основного (найнижчочастотнішого) типу коливань E_{010} , що ілюструється на рис. 1.4, а, електричне поле, яке має лише поздовжню компоненту E_z , задається у такому вигляді:

$$E_z = E_0 J_0(kr), \quad (1.25)$$

де $J_0(kr)$ — функція Бесселя нульового порядку;

$k = 2\pi/\lambda_0$ — хвильове число;

λ_0 — довжина хвилі розглядуваного коливання;

r — відстань від осі резонатора до точки спостереження.

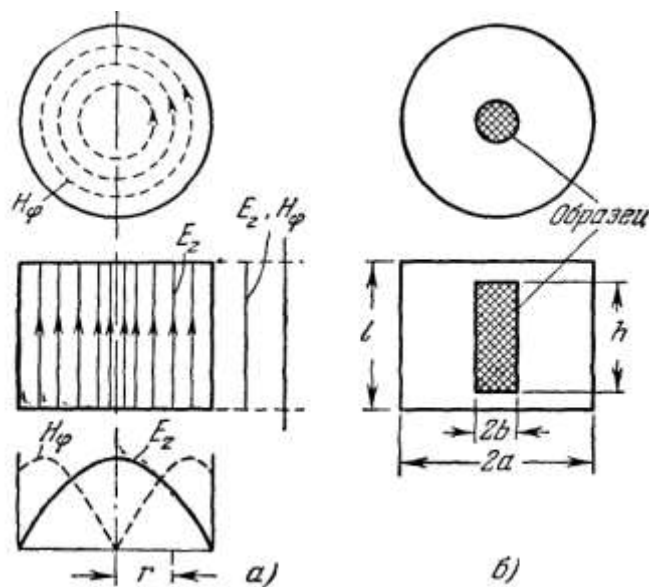


Рисунок 1.4 – Циліндричний резонатор, збуджений хвилею типу E_{010}

Відповідно до (1.25), електричне поле має в центрі резонатора максимальну напруженість E_0 , яка визначається потужністю, що підводиться від генератора, і досягає нульового значення на стінці резонатора, тобто при $r=a$, де $J_0(ka)=0$.

Розмістивши в такому резонаторі, вздовж його осі, зразок діелектрика у вигляді тонкого циліндричного стрижня радіусом b і висотою h (рис. 1.4, б), можна вважати, що за умови $b \ll a$ поле в зразку буде однорідним.

Виконуючи інтегрування чисельника і знаменника формули (1.19) і враховуючи, що $EE^*|_{r=0} = E_{010}^2$, отримаємо:

$$\int_{\delta V_\varepsilon} \varepsilon EE^* dV = \frac{1}{2} \delta \varepsilon E_0^2 V_\varepsilon = \frac{1}{2} (\varepsilon' - 1) E_0^2 V_\varepsilon, \quad (1.26)$$

$$2 \int_V \varepsilon EE^* dV = 2\pi E_0^2 \int_0^a r J_0^2(kr) dr = E_0^2 V J_1^2(ka), \quad (1.27)$$

де ε' — діелектрична проникність досліджуваного зразка;

ε — проникність середовища, що заповнює резонатор, яка в разі повітря дорівнює одиниці, тож $\delta\varepsilon = \varepsilon' - 1$;

$V_\varepsilon = \pi b^2 h$ і $V = \pi a^2 l$ — об'єми внесеного зразка діелектрика та резонатора відповідно;

$J_1(ka)$ — функція Бесселя першого порядку.

Підставляючи числове значення $J_1(ka) = 0,519$, а також значення інтегралів (1.26) та (1.27) у формулу (1.19) і розв'язуючи її відносно ε' , отримаємо:

$$\varepsilon' = 1 + 0.539 \frac{V}{V_\varepsilon} \frac{f_1 - f_0}{f_0} \quad (1.28)$$

або

$$\varepsilon' = 1 + 0.539 \left(\frac{a}{b}\right)^2 \frac{l}{h} \frac{f_1 - f_0}{f_0} \quad (1.29)$$

Якщо висота діелектричного стрижня h дорівнює висоті резонатора l , то рівняння (1.29) набуває вигляду:

$$\varepsilon' = 1 + 0.539 \left(\frac{a}{b}\right)^2 \frac{f_1 - f_0}{f_0} \quad (1.30)$$

Формули (1.28), (1.29) та (1.30) дозволяють визначити діелектричну проникність зразка за допомогою вимірювань частоти порожнього резонатора f_0 та резонатора з внесеним зразком f_1 .

Якщо при вимірюваннях виявляється, що зміна частоти через внесення зразка занадто велика і, наприклад, виходить за межі діапазону збудження клістрона, то можна зменшити цю зміну, змістивши зразок від осі резонатора. У такому випадку формула для визначення діелектричної проникності набуває наступного вигляду:

$$\varepsilon' = 1 + M(r) \frac{V}{V_\varepsilon} \frac{f_1 - f_0}{f_0} \quad (1.31)$$

де $M(r) = 0,539/J_1^2(kr)$;

r – відстань від осі резонатора до точки, де закріплений зразок.

При зміщенні зразка від осі резонатора спостерігається збільшення похибки визначення діелектричної проникності ε' , що зумовлено наростанням похибок у визначенні коефіцієнта $M(r)$, які посилюються зі збільшенням відстані r .

Зменшення зсуву резонансної частоти при введенні діелектричного зразка також може бути досягнуте шляхом зменшення висоти зразка. У цьому випадку зразок повинен розташовуватися симетрично відносно днища

та кришки резонатора, як проілюстровано на рис. 1.4, б. При вивченні зразків із співвідношенням висоти до довжини $h < l$ необхідно враховувати формування пов'язаних поверхневих зарядів на торцевих поверхнях, що виникають унаслідок поляризації діелектрика під впливом електричного поля. Ці заряди спричиняють спотворення поля резонатора, причому ступінь таких спотворень зростає зі збільшенням діелектричної проникності матеріалу. Внаслідок цього застосування методу малих збурень, який лежить в основі формули (1.19), стає недоцільним. Отже, метод обмежено застосовний для зразків з $h < l$ і матеріалів із відносно низькими значеннями ϵ ($\epsilon < 7$). Найбільш достовірні результати отримують, використовуючи зразки повної висоти, які зазвичай рекомендується застосовувати у вимірюваннях.

Зменшення зміщення резонансної частоти може також бути досягнуте шляхом зменшення радіуса зразка. Проте це ускладнює технологію виготовлення та призводить до збільшення похибок, пов'язаних з неточністю визначення довжини зразка. В таких випадках доцільно використовувати формулу (1.28), яка враховує об'єми зразка та резонатора, причому об'єм зразка може бути визначений шляхом точного зважування, за відомою питомою вагою матеріалу.

Отже, слід підкреслити, що заходи зі зменшення зсуву резонансної частоти (зміщення зразка від осі, зменшення висоти або значне зменшення радіуса) без інших суттєвих причин є малоефективними, оскільки призводять до суттєвого підвищення похибок вимірювань.

Для виведення формули, яка зв'язує параметри циліндричного резонатора із тангенсом кута втрат $\text{tg}\delta$ досліджуваного діелектричного зразка, можна застосувати загальне співвідношення для втрат (1.24). Втрати у циліндричному зразку, розташованому вздовж осі резонатора, можна представити у вигляді:

$$\Delta P = \sigma E_0^2 V_\epsilon, \quad (1.32)$$

де σ – провідність матеріалу зразка;

$V_\varepsilon = \pi b^2 h$ – об'єм зразка.

Використовуючи вирази (1.20) та (1.27) для енергії, запасеної в резонаторі,

$$W = 2 \int \varepsilon E E^* dV = E_0^2 V J_1^2(ka) = 0,269 E_0^2 V \quad (1.33)$$

Оскільки $J_1^2(ka) = (0,519)^2 = 0,269$, та враховуючи співвідношення, отримаємо формулу для $\text{tg}\delta$, підставляючи (1.32) і (1.33) у (1.24):

$$\text{tg}\delta = \frac{\sigma}{\omega_0 \varepsilon'} \quad (1.34)$$

$$\text{tg}\delta = \frac{0,269}{\varepsilon'} \frac{V}{V_\varepsilon} \left(\frac{1}{Q_1} - \frac{1}{Q_0} \right) \quad (1.35)$$

Або

$$\text{tg}\delta = \frac{0,269}{\varepsilon'} \left(\frac{a}{b} \right)^2 \frac{l}{h} \left(\frac{1}{Q_1} - \frac{1}{Q_0} \right) \quad (1.36)$$

А при висоті зразка, рівній висоті резонатора, тобто при $h=l$:

$$\text{tg}\delta = \frac{0,269}{\varepsilon'} \left(\frac{a}{b} \right)^2 \left(\frac{1}{Q_1} - \frac{1}{Q_0} \right) \quad (1.37)$$

Отримані формули для визначення тангенса кута втрат $\text{tg}\delta$ дають змогу оцінити втрати досліджуваних діелектриків на основі вимірювання добротності порожнього резонатора Q_0 та добротності резонатора із внесеним

зразком Q_1 , за умови, що $\text{tg}\delta < 0,2$. При вищих значеннях втрат резонансна крива резонатора із зразком суттєво розширюється, внаслідок чого застосування методу малих збурень стає недоцільним.

У згаданому дослідженні вимірювання здійснювалися із застосуванням циліндричного резонатора, що підтримує коливання типу E_{010} на хвилі довжиною $\lambda = 10$ см. Добротність порожнього резонатора становила $Q_0 = 3 \times 10^3$, радіус — $a = 38,3$ мм, висота — $l = 38,1$ мм. Для фіксації діелектричних зразків у центрі резонатора в його днищі та кришці було виконано відповідні заглиблення, які відповідали діаметру зразків. Діелектричні зразки виготовлялися у вигляді циліндричних стержнів із матеріалів, таких як ебоніт, плексиглас, скло тощо, з діаметрами від 1 до 3 мм, оброблених з точністю близько $0,01 \dots 0,02$ мм.

Точність визначення діелектричної проникності ϵ залежить від сумарних похибок вимірювання усіх параметрів, що входять до розрахункових формул, і оцінюється приблизно на рівні $2 \dots 3\%$, тоді як для $\text{tg}\delta$ ця похибка сягає близько 10% . Основним джерелом помилок є неточність у визначенні діаметра зразка та добротності резонатора.

1.6 Циліндричні резонатори з коливаннями H_{01}

Циліндричні резонатори з коливаннями типу E_{010} не придатні для дослідження матеріалів із високими значеннями діелектричної проникності та втрат. Це зумовлено розташуванням зразка у зоні максимуму електричного поля, що призводить до значного впливу зразка на параметри резонатора і, як наслідок, ускладнює точне визначення характеристик матеріалу.

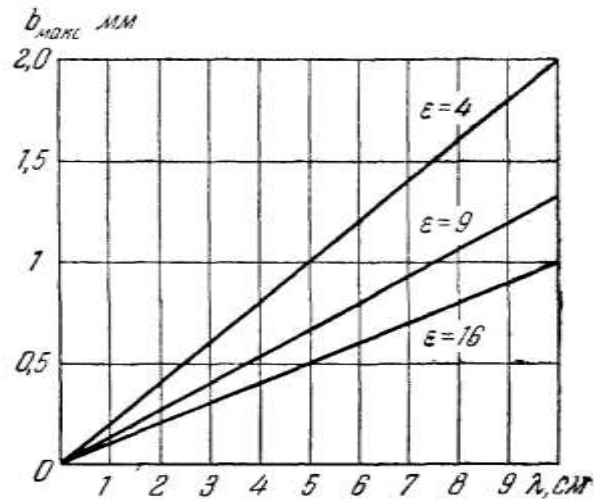


Рисунок 1.5 – Залежність максимального радіуса зразка від довжини хвилі та проникності

На рис. 1.5 зображено залежність:

$$b_{max} < \frac{a}{10\sqrt{\epsilon}} \quad (1.38)$$

Вираз (1.38) встановлює залежність максимального допустимого радіуса зразка від довжини хвилі. Зокрема, при роботі на довжині хвилі $\lambda = 1$ см та діелектричній проникності $\epsilon = 16$ максимальний радіус зразка не повинен перевищувати 0,1 мм, що практично є недосяжним з урахуванням необхідної точності виготовлення.

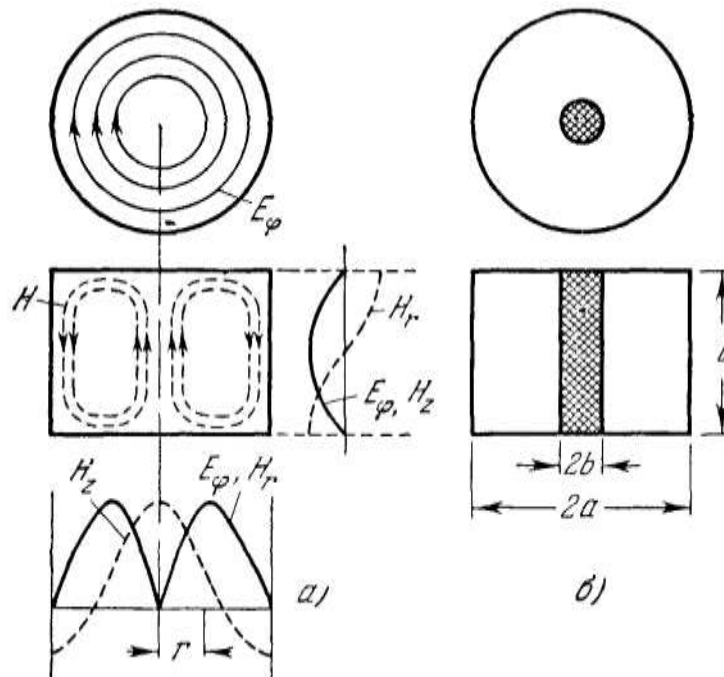
Використання циліндричних резонаторів із коливаннями типу H_{01} дає змогу застосовувати зразки значно більшого діаметра та досліджувати матеріали з порівняно більшими втратами (до $\text{tg}\delta \leq 1$) без суттєвого впливу на розподіл електромагнітного поля в резонаторі.

Компонента E_φ електричного поля для цього типу коливань може бути записана у вигляді (рис. 1.6)

$$E_\varphi(z, r) = A \sin \frac{\pi z}{l} J_1(3.832 \frac{r}{a}) \quad (1.39)$$

де l – висота резонатора;

$3,832$ – числове значення кореня функції Бесселя J_1 .



а) розподіл полів, б) розташування зразка

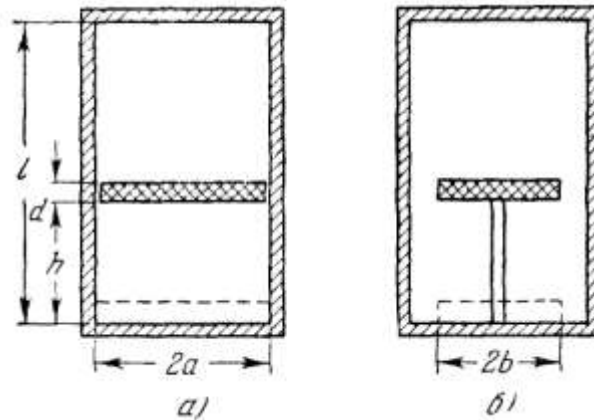
Рисунок 1.6 – Циліндричний резонатор, збуджений на хвилі типу H_{01}

Важливою перевагою резонатора, що працює на коливаннях типу H_{01} , є можливість його перестроювання за допомогою рухомого поршня. Застосування поршня в резонаторах цього типу обумовлене відсутністю струмів, що протікають через торцеві поверхні резонатора, а отже, дефекти тертя контакту поршня не впливають на добротність резонатора. Натомість у резонаторів із коливаннями типу E_{010} подібні дефекти мають суттєвий вплив на параметри резонатора. Крім того, відсутність струму, що проходить через поршень до стінок резонатора, дозволяє використовувати безконтактний тип поршня, що підвищує надійність роботи резонатора та забезпечує стабільність його добротності.

Використання перестроюваного резонатора дає змогу застосовувати генератор з фіксованою частотою, що, у свою чергу, забезпечує частотну

стабілізацію генератора і підвищує точність вимірювань.

Окрім циліндричних зразків, розташованих уздовж осі резонатора, широкого поширення набули зразки у вигляді плоских шайб або дисків, як це зображено на рис. 1.7.



а) радіус зразка дорівнює радіусу резонатора,

б) радіус зразка менший за радіус резонатора

Рисунок 1.7 – Циліндричний резонатор із зразком у вигляді тонкого диска

При використанні зразків у вигляді дисків доцільно застосовувати резонатори з коливаннями таких типів, у яких вектор напруженості електричного поля має лише компоненти в площині, паралельній до поверхні зразка. В іншому випадку необхідно враховувати виникнення поверхневих зарядів на торцевих поверхнях зразка, що суттєво ускладнює теоретичний опис методу. Зазвичай у таких випадках використовують коливання типу TE, зокрема моди H_{01} та H_{11} , які будуть розглянуті далі.

Для досить тонких зразків формули, що зв'язують діелектричну проникність та кут втрат з вимірюваними параметрами — зсувом частоти та добротністю резонатора, — можуть бути отримані (для резонатора з коливаннями H_{01}) методом малих збурень:

$$\begin{aligned}
\frac{f_0 - f_1}{f_0} &= \frac{\varepsilon - 1}{2} \cdot \frac{\int_h^{h+d} \sin^2 \frac{\pi z}{l} dz \int_0^a J_1^2 \left(3,832 \frac{r}{a} \right) r dr}{\int_0^l \sin^2 \frac{\pi z}{l} dz \int_0^a J_1^2 \left(3,832 \frac{r}{a} \right) r dr} = \\
&= \frac{\varepsilon - 1}{2} \cdot \frac{\int_h^{h+d} \sin^2 \frac{\pi z}{l} dz}{\int_0^l \sin^2 \frac{\pi z}{l} dz}, \tag{1.40}
\end{aligned}$$

де l – висота резонатора;

d – товщина зразка;

h відстань від нижньої торцевої поверхні резонатора до нижньої поверхні зразка.

Виконуючи інтегрування та елементарні перетворення, отримаємо формулу для діелектричної проникності зразка, розміщеного в резонаторі:

$$\frac{f_0 - f_1}{f_0} = \frac{\varepsilon - 1}{2} \left\{ \frac{d}{l} - \frac{1}{\pi} \left[\cos \frac{\pi}{l} (2h + d) \cdot \sin \frac{\pi}{l} d \right] \right\}. \tag{1.41}$$

Таким чином, було розглянуто хвилеводні та резонаторні методи діагностики електрофізичних властивостей діелектричних і напівпровідникових матеріалів. Варто підкреслити, що резонаторні методи мають низку переваг порівняно з хвилеводними завдяки характеру розподілу електромагнітного поля та особливостям поширення хвиль у резонаторі. Однією з основних вимог до зразків у хвилеводному методі є необхідність забезпечення товщини зразка, співмірної з довжиною хвилі в хвилеводі. Натомість у резонаторних методах товщина зразка не обов'язково повинна відповідати цьому критерію, що забезпечує більшу гнучкість у виборі геометричних параметрів зразка.

2 МОДЕЛЮВАННЯ НВЧ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ДЛЯ ДІАГНОСТИКИ ЕЛЕКТРОФІЗИЧНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ МАТЕРІАЛІВ

2.1 Загальні принципи моделювання в електроніці

Перш ніж перейти до безпосереднього моделювання розглянемо низку базових теоретичних понять, серед яких:

- визначення моделі та її типологія;
- основні аксіоми теорії моделювання;
- типові задачі, які вирішуються у процесі моделювання;
- принципи системного підходу до побудови моделей;
- критерії до моделі з погляду адекватності, точності й ефективності;
- підходи до вибору моделі залежно від мети дослідження та властивостей об'єкта.

Модель — це матеріальний або абстрактний (уявний чи математичний) об'єкт, що заміщує об'єкт-оригінал у процесі дослідження таким чином, аби отримані результати дозволяли зробити достовірні висновки щодо характеристик та поведінки самого об'єкта.

Загалом усі моделі поділяють на дві основні категорії:

а) фізичні моделі, до яких належать:

- 1) натурні — реальні макети об'єкта в природному масштабі;
- 2) масштабні — зменшені або збільшені копії об'єкта-оригіналу;
- 3) аналогові — моделі, побудовані на інших фізичних принципах, але здатні імітувати поведінку об'єкта;

б) абстрактні (математичні) моделі, які характеризуються більш складною і розгалуженою класифікацією (рис. 2.1).

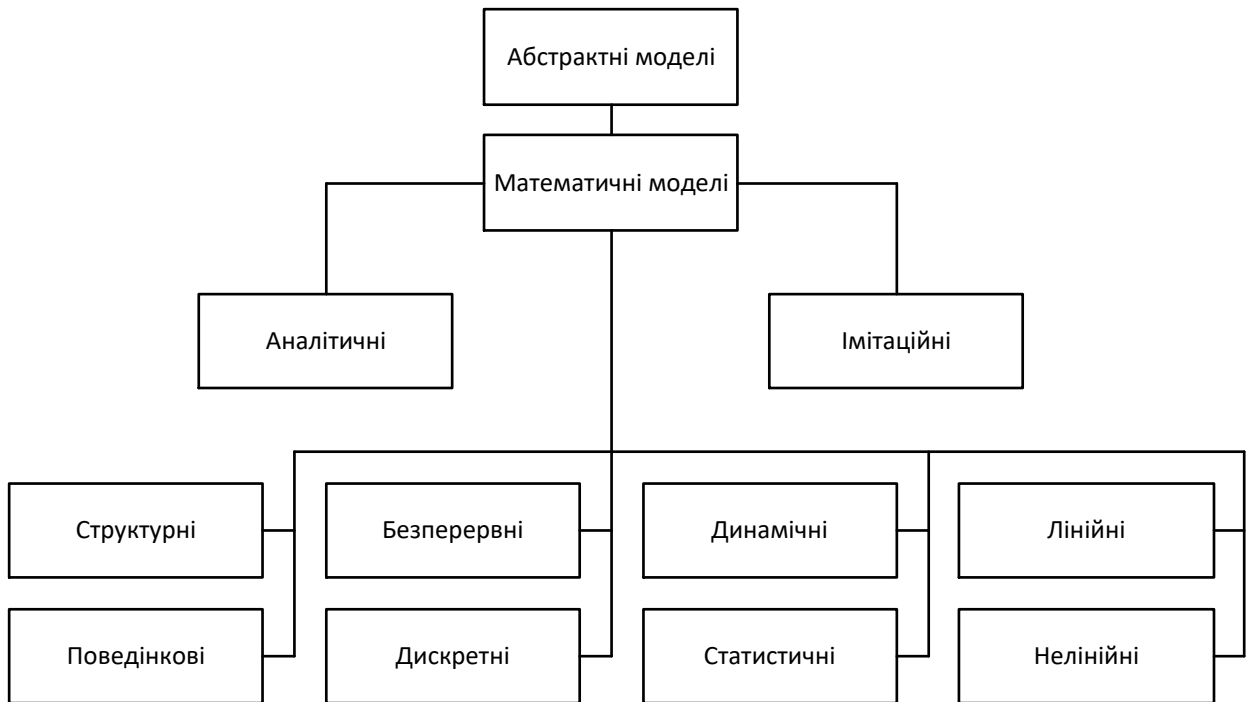


Рисунок 2.1 – Класифікація абстрактних моделей

Також у процесі моделювання слід враховувати низку важливих міркувань:

- модель не є самостійною сутністю — вона функціонує у тісному зв'язку з реальним об'єктом, який описує або заміщує;
- для природних (матеріальних) об'єктів модель є вторинною, тоді як для штучно створених — первинною;
- модель завжди репрезентує спрощене уявлення про об'єкт;
- подібність моделі до об'єкта визначається за низкою обраних критеріїв;
- побудова моделі не є самоціллю, а лише засобом для досягнення дослідницьких завдань;
- за можливості слід надавати перевагу моделям вищого рівня ієрархії.

Окрему увагу варто приділити адекватності моделі, що означає здатність моделі з належною точністю відтворювати властивості та поведінку реального об'єкта у процесі дослідження.

У моделюванні вирізняють два основні типи задач — синтезу та аналізу:

- задача синтезу полягає у визначенні параметрів моделі (геометричних, електрофізичних, хімічних тощо), що забезпечують її відповідність реальному об'єкту;

- задача аналізу передбачає обчислення параметрів електромагнітного поля (ЕМП) шляхом підстановки у модель значень, отриманих на етапі синтезу.

Ключову роль у побудові моделей відіграє системний підхід, що ґрунтується на припущенні про відсутність зовнішнього впливу середовища, а також взаємодії між досліджуваними об'єктами. У межах цього підходу складний об'єкт розчленовується на окремі складові, які аналізуються автономно. Такий підхід має назву декомпозиція.

Відповідно до основ теорії моделювання до моделей висуваються такі вимоги:

- точність — відповідність моделі об'єкту з допустимою похибкою;
- економічність — доцільність з огляду на витрати ресурсів (обчислювальних, часових, матеріальних);

- універсальність — можливість застосування моделі для широкого класу задач.

Принципи вибору моделі включають:

- принцип максимальної простоти;
- пріоритетність використання статичних моделей з переходом до динамічних за необхідності;

- доцільність початкового розгляду рівнянь із постійними коефіцієнтами та заміна їх на функціональні залежності у разі потреби.

У процесі моделювання застосовують аналітичні, чисельні та комбіновані (чисельно-аналітичні) методи. У межах цієї роботи розглянуто переважно чисельні та чисельно-аналітичні підходи.

Фундаментальні сигнали вимірювальної інформації (ФСВІ) подаються у вигляді відносних змін резонансної частоти $\Delta f / f$ та добротності $\Delta Q / Q$ [19]. У загальному випадку ці сигнали пов'язані з дійсною та уявною частинами резонансної частоти повної електродинамічної системи:

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{f_0' - f_1'}{f_0'}; \quad (2.14)$$

$$\frac{\Delta Q}{Q_1} = \frac{Q_0 - Q_1}{Q_1} = \frac{Q_0}{Q_1} - 1; \quad (2.15)$$

де Q_0 та f_0 — добротність резонаторного датчика (РД) та його резонансна частота у відсутності об'єкта діагностики;

Q_1 та f_1 — добротність РД та резонансна частота за наявності об'єкта діагностики в його об'ємі.

Розв'язання задач, пов'язаних із визначенням характеристик резонаторного датчика, у загальному випадку вимагає врахування хвильових властивостей електромагнітного поля. Це дає змогу поширити запропоновану методику на широкий спектр приладів для вимірювання параметрів шаруватих середовищ, зменшити методичні похибки та розширити діапазон вимірювань.

Варто також підкреслити, що на сучасному етапі розвитку вимірювальної техніки доцільно подавати результати моделювання у вигляді залежностей коефіцієнта передачі або коефіцієнта відбиття (залежно від схеми підключення вимірювального перетворювача) від частоти.

Коефіцієнт передачі позначається як S_{12} і характеризує енергію, що передається через ВП від порту 1 до порту 2. Коефіцієнт відбиття, позначений як S_{11} , відображає енергію, яка надходить до ВП через порт 1 і частково відбивається назад у той самий порт.

2.2 Чисельні методи, що застосовуються у моделюванні

Для розв'язання задачі аналізу можуть застосовуватись такі чисельні методи [14]:

Під час моделювання в часовій області:

- a) метод матричної лінії передачі;
- b) метод прямих.

Під час моделювання в частотній області:

- a) глобальні методи;
- b) методи часткових областей.

До глобальних методів належать:

– поверхневі методи, зокрема:

1) методи, засновані на використанні функцій Гріна (метод сингулярних рівнянь, метод допоміжних джерел);

2) методи колокацій (метод точкового погодження, метод нульового поля);

– об'ємні методи, зокрема:

1) метод скінченних різниць;

2) проєкційні методи (класичні проєкційні методи, метод скінченних елементів (МСЕ), варіаційний метод).

Методи часткових областей поділяються на:

- a) метод мінімальних автономних блоків;
- b) метод точкового зшивання;
- c) методи зшивання полів, усереднених за поверхнею розділу (енергетичний метод, імпедансний метод);
- d) метод власних функцій;
- e) метод інтегральних рівнянь у часткових областях;
- f) варіаційний метод часткових областей.

Такий набір методів забезпечує гнучкість і точність при моделюванні

складних електромагнітних процесів.

2.4 Програмний пакет CST Microwave Studio

CST Microwave Studio (CST MWS) — це один із найпотужніших і найпопулярніших програмних комплексів для моделювання електромагнітних явищ у високочастотному діапазоні. Він входить до складу CST Studio Suite, розробленого компанією Dassault Systèmes, і широко використовується у радіочастотній (РЧ) інженерії, телекомунікаціях, антенно-фідерних системах, мікрохвильових технологіях, а також у наукових дослідженнях, медицині та оборонній промисловості. Цей інструмент дозволяє проводити повномасштабне 3D-моделювання електромагнітних полів, що робить його незамінним для проектування та аналізу складних СВЧ-пристроїв [15-16].

Програма забезпечує точні чисельні розрахунки поширення електромагнітних хвиль у діапазоні частот від кількох кілогерців до терагерц, що охоплює дуже широкий спектр застосувань — від низькочастотних радіочастотних пристроїв до новітніх технологій на основі терагерцового діапазону. Головною особливістю CST MWS є багатоваріантність чисельних методів, які використовуються для моделювання різних типів задач. Основним методом є метод кінцевих інтегралів (FIT), що базується на розбитті об'єму простору на скінченні елементи й розв'язанні відповідних систем рівнянь Максвелла. FIT забезпечує високу точність і гнучкість при моделюванні складних геометрій і матеріалів.

Крім FIT, у програмі реалізовані інші методи, такі як метод скінченних різниць у часовій області (FDTD), який є дуже ефективним для широкосмугового аналізу, а також метод моментів (MoM), який ідеально підходить для задач, пов'язаних із відкритими поверхнями, наприклад, для моделювання антен та їхніх випромінювань. Для задач резонаторів і власних

мод доступний спектральний аналіз. Такий підхід дозволяє обирати оптимальний метод моделювання залежно від конкретного типу завдання, що суттєво підвищує продуктивність і точність розрахунків.

Однією з ключових переваг CST Microwave Studio є можливість моделювати різноманітні матеріали з широким набором властивостей. Це можуть бути ізотропні та анізотропні діелектрики, провідники з різними характеристиками, магнітні матеріали, а також нелінійні середовища. Завдяки цьому користувачі можуть реалістично відтворювати фізичні умови експлуатації, враховуючи вплив матеріалів на поширення електромагнітних хвиль. Програма також підтримує моделювання гетерогенних структур, багат шарових середовищ і складних композиційних матеріалів.

Для побудови моделі CST MWS має зручний графічний інтерфейс і широкий спектр інструментів для створення геометрій. Крім того, програма підтримує імпорт і експорт моделей у популярних CAD-форматах (STEP, IGES, DXF), що дозволяє інтегрувати її у процес проектування в середовищі інших CAD-систем. Автоматичне адаптивне сіткування, що враховує складність геометрії й розподіл поля, допомагає досягти оптимального балансу між точністю та часом моделювання (рис. 2.2).

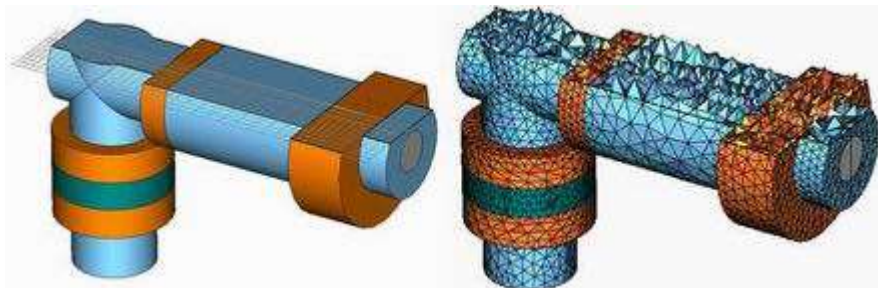


Рисунок 2.2 – Тривимірна структура з прямокутною та тетраедричною сіткою розбиття

Особливу увагу в CST MWS приділено аналізу антенних систем. Програма дозволяє розраховувати основні характеристики антен: коефіцієнт

підсилення, діаграми спрямованості в 2D і 3D, імпеданс, ефективність, а також S-параметри, що є критично важливими для розробки високоякісних антен широкого спектра. Ці можливості охоплюють як окремі антенні елементи, так і цілі антени або фазовані антени решітки, що широко застосовуються в сучасних телекомунікаційних системах.

Окрім антен, CST MWS дозволяє моделювати різноманітні мікрохвильові компоненти: фільтри, хвилеводи, резонатори, переходи, коаксіальні кабелі, мультиплексори тощо. Це робить програму універсальним інструментом для проектування СВЧ-вузлів будь-якої складності.

Велика увага приділена інструментам постобробки результатів. Користувачі мають у розпорядженні широкий набір візуалізаційних засобів — від 2D і 3D графіків розподілу електромагнітних полів і діаграм спрямованості до анімацій розповсюдження хвиль, що допомагає краще зрозуміти поведінку системи і виявити потенційні проблеми. Можливість глибокого аналізу і виводу даних у зручному вигляді сприяє прийняттю правильних інженерних рішень.

Для прискорення обчислень CST Microwave Studio підтримує багатоядерні процесори, а також роботу в розподілених обчислювальних кластерах, що дає змогу виконувати складні симуляції за прийнятний час навіть на великих моделях із мільйонами елементів сітки.

Програма знайшла широке застосування у різних галузях. У радіотехніці її використовують для розробки широкополосних антен, фазованих антенних решіток, мобільних і стаціонарних радіостанцій. У радіолокації CST MWS допомагає моделювати характеристики радарних систем і сенсорів. У мікрохвильовій техніці — проектувати фільтри, хвилеводи і складні СВЧ-вузли. У сфері електромагнітної сумісності (EMC/EMI) програма дозволяє аналізувати розповсюдження завад і розробляти заходи для їхнього зменшення.

Крім того, CST Microwave Studio застосовують у біомедичній

інженерії для моделювання взаємодії мікрохвильових полів з біологічними тканинами, що важливо для розробки медичного обладнання, наприклад, систем діагностики або терапії на основі СВЧ. В останні роки спостерігається зростання інтересу до застосування CST MWS у фотоніці та оптиці на терагерцових частотах.

Серед основних переваг CST Microwave Studio слід виділити високу точність розрахунків, забезпечену адаптивними чисельними методами і сучасними алгоритмами, а також широкий функціонал, який охоплює всі аспекти СВЧ-моделювання. Зручний інтерфейс і багатий набір шаблонів і бібліотек дозволяють швидко налаштовувати моделі і проводити аналіз без необхідності детального програмування. Підтримка останніх технологій і інтеграція з CAD-системами роблять CST MWS зручним у комплексних проєктних середовищах.

Разом із цим, програма має і певні недоліки. Вона вимагає значних апаратних ресурсів — потужного процесора, великого об'єму оперативної пам'яті і швидкого дискового простору, особливо для складних моделей із великою кількістю елементів сітки.

Порівнюючи CST MWS з іншими популярними програмами для СВЧ-моделювання, можна виділити кілька ключових аспектів, що допомагають вибрати оптимальний інструмент для конкретних задач.

Одним із основних конкурентів CST є ANSYS HFSS, який базується на методі скінченних елементів (FEM) і працює у частотній області. HFSS забезпечує дуже високу точність при моделюванні складних геометрій і неоднорідних матеріалів, що особливо важливо для вузькосмугових і резонансних систем. Однак частотний підхід означає, що для широкосмугового аналізу потрібні численні окремі розрахунки на різних частотах, що збільшує загальний час моделювання. На відміну від цього, CST Microwave Studio використовує, зокрема, метод кінцевих інтегралів (FIT) та метод скінченних різниць у часовій області (FDTD), що дозволяє ефективно

виконувати широкосмугові симуляції в одному прогоні. Завдяки цьому CST є більш зручним для швидкого прототипування та аналізу систем із широким спектром частот, хоча HFSS може дещо перевершувати CST за точністю у вузьких частотних діапазонах.

Ще одним відомим інструментом є Keysight Momentum, що базується на методі моментів (MoM) і оптимізований для аналізу плоских мікрохвильових структур, таких як друковані плати та антени на поверхні. Momentum відрізняється високою швидкістю і точністю для плоских компонентів, але обмежений у можливості моделювання повністю тривимірних об'ємних структур, де CST має значну перевагу завдяки своїм 3D-методам. В результаті Momentum часто використовується у поєднанні з CST або іншими 3D-системами для швидкого аналізу плоских елементів.

FEKO — це інший потужний інструмент, що використовує гібридні методи, включно з MoM, методами фізичної оптики (PO) та геометричної оптики (GO). FEKO спеціалізується на моделюванні великих антенних систем, радіолокаційних об'єктів і масштабних розподілених систем. Він ефективний для аналізу великих поверхонь і систем із складною геометрією, тоді як CST більше орієнтований на детальне моделювання окремих компонентів і малих систем із високою точністю. Інтерфейс FEKO може бути менш інтуїтивним, а набір функцій більш вузькоспеціалізованим у порівнянні з CST.

COMSOL Multiphysics пропонує широкий спектр можливостей завдяки використанню методу скінченних елементів із мультифізичними моделями, що дозволяє поєднувати електромагнітне моделювання з іншими фізичними процесами, наприклад тепловим обміном або механікою. Це робить COMSOL ідеальним вибором для дослідників і інженерів, які працюють над комплексними задачами, що виходять за межі чистого СВЧ-моделювання. Однак через свою універсальність COMSOL може бути менш оптимізованим для спеціалізованих СВЧ-задач і вимагає більше часу на

налаштування моделей. CST MWS у цьому порівнянні є більш «заточеним» під високочастотне моделювання з простішим інтерфейсом та швидшим отриманням результатів.

Sonnet Suites є ще одним популярним рішенням, що використовує метод моментів для аналізу плоских мікрохвильових структур і антен. Sonnet відомий своєю високою точністю і простотою в роботі з друкованими платами, але не підтримує повноцінне 3D-моделювання. Таким чином, Sonnet є хорошим вибором для швидкого і точного аналізу плоских компонентів, тоді як CST Microwave Studio пропонує універсальніше рішення для тривимірних складних пристроїв.

Порівнюючи всі ці програми, можна відзначити, що вибір між ними залежить від специфіки завдань. CST Microwave Studio виділяється як універсальний інструмент, що поєднує у собі широкий набір чисельних методів, високу точність, підтримку складних матеріалів та гнучкі інструменти для побудови і аналізу 3D-моделей. Для швидкого ширококутового аналізу CST часто є кращим вибором, тоді як HFSS може переважати у вузькосмугових і резонансних задачах із дуже високими вимогами до точності. Програми на кшталт Momentum та Sonnet краще підходять для плоских СВЧ-схем і антен, а FEKO — для великих антенних систем і радіолокаційних об'єктів. COMSOL має перевагу у мультифізичних застосуваннях, коли потрібно враховувати не лише електромагнітні процеси.

Підсумовуючи, CST Microwave Studio є потужним, гнучким і універсальним інструментом для моделювання електромагнітних процесів у широкому діапазоні високих частот. Його застосування дозволяє оптимізувати конструкції антен, мікрохвильових компонентів і систем, підвищуючи їхню ефективність і надійність. Отже, моделювання та розрахунок датчиків буде виконано у пакеті CST MWS.

3 ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ ПАРАМЕТРІВ МАТЕРІАЛУ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ НВЧ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

У цьому розділі представлено опис схем включення, які застосовуються для вивчення електрофізичних параметрів матеріалів за допомогою досліджуваних НВЧ вимірювальних перетворювачів (ВП). Наведено моделі цих ВП, розроблені у середовищі CST Microwave Studio, що дають змогу провести всебічний аналіз впливу параметрів матеріалів на характеристики НВЧ датчиків. Проведене моделювання дозволяє отримати та систематизувати результати, які далі піддаються детальному аналізу з метою виявлення основних закономірностей. Такий підхід сприяє глибокому розумінню взаємозв'язку між матеріальними властивостями і функціональними характеристиками датчиків, що є необхідним для подальшої оптимізації їх конструкції та підвищення ефективності.

3.1 Схеми включення розглянутих ВП

У сфері НВЧ-техніки існує декілька основних варіантів підключення ВП до НВЧ тракту, що визначаються характером взаємодії сигналу з пристроєм. Зокрема, розрізняють три типи схем включення: схема на відбиття, схема на проходження та схема на «відсмоктування» (або «отсос»). Кожна з цих схем має свої особливості і застосовується залежно від конструктивних особливостей ВП та цілей експерименту чи моделювання.

Беручи до уваги матеріали та результати аналізу, викладені в розділі 1, а також орієнтуючись на простоту і зручність конструкції, було прийнято рішення для моделювання обрати хвилеводний ВП, підключений за відбивною схемою. Ця схема забезпечує ефективний спосіб дослідження взаємодії електромагнітних хвиль ВП із матеріалами, дозволяючи одержати детальну інформацію про параметри відбитого сигналу, що є важливим для

оцінки електрофізичних характеристик досліджуваних матеріалів. На рисунку 3.1 наведено відповідну структурну схему, яка ілюструє принцип підключення пристрою за цією схемою.

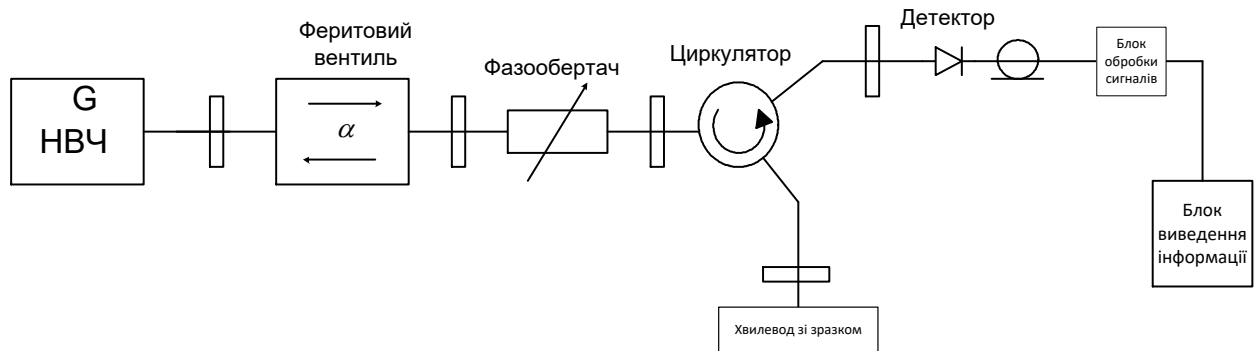


Рисунок 3.1 – Блок-схема підключення хвилеводного ВП

Резонаторний вимірювальний перетворювач буде змодельований для коливань типу Н012 із використанням проходної схеми підключення, при цьому враховуються переваги резонаторів цього типу, що були висвітлені у першому розділі роботи (рис. 3.2).

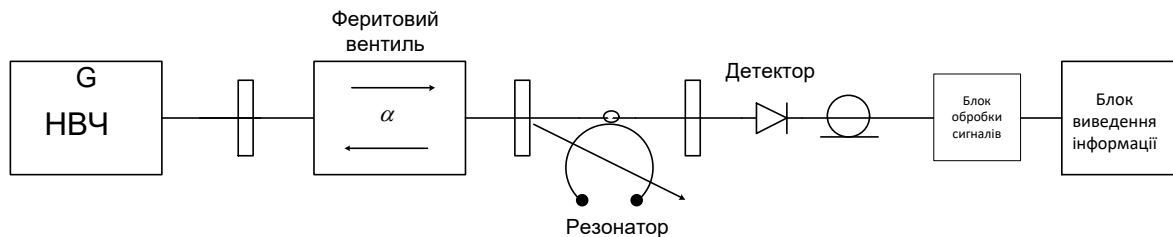


Рисунок 3.2 – Блок-схема підключення резонаторного ВП

Такий підхід до вибору схем включення дає змогу максимально точно і просто реалізувати моделювання в середовищі CST Microwave Studio, а також забезпечує зручність подальшого аналізу отриманих результатів, що є важливим кроком у процесі оптимізації конструкції і підвищення ефективності роботи СВЧ датчиків.

3.2 Моделі розглянутих ВП

На основі заздалегідь визначених розмірів формується тривимірна геометрія ПВ (хвилеводу та резонатору) за допомогою базових примітивів, таких як прямокутні блоки або інші потрібні форми. Потім додаються додаткові конструктивні елементи, наприклад, вирізи або переходи, відповідно до технічних вимог. Кожному елементу моделі призначають матеріальні характеристики, що відповідають реальним властивостям використаних матеріалів. Для покращення візуального сприйняття та зручності роботи з моделлю налаштовуємо відображення — кольори, прозорість, сітку. Після створення моделі здійснюють перевірку її точності та відповідності заданим розмірам, за необхідності вносимо корективи.

На рисунку 3.3 зображено модель хвилеводного НВЧ вимірювального перетворювача, побудовану в CST Microwave Studio.

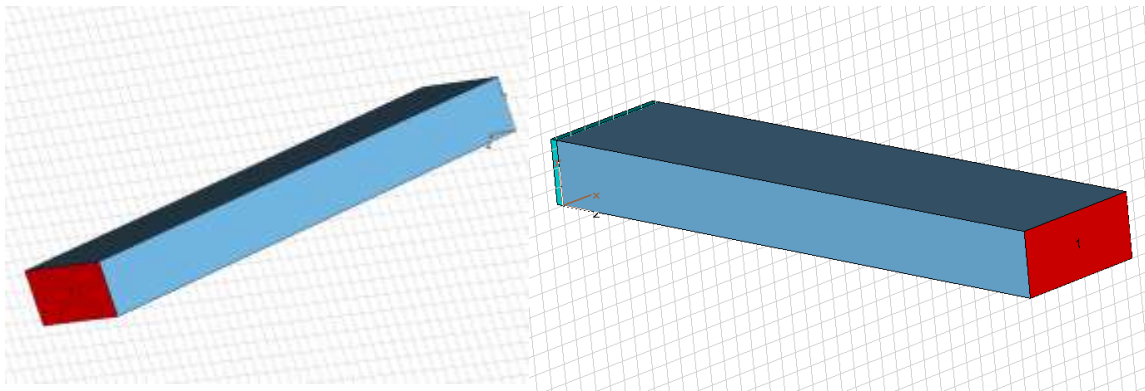


Рисунок 3.3 – Модель хвилеводного ВП

Відомо, що для досягнення найвищої точності та метрологічної достовірності при вимірюванні параметрів напівпровідникових матеріалів у СВЧ-діапазоні найефективнішими є резонаторні вимірювальні перетворювачі (РИП). Ці пристрої дозволяють значно підвищити чутливість і стабільність вимірювань завдяки резонансним властивостям. Одним із найбільш простих у виготовленні та водночас зручних у практичному застосуванні варіантів є

РИП, який базується на циліндричному резонаторі з типом коливань Н012. Конструктивно цей резонатор складається з двох співвісних частин, що забезпечує зручний доступ до простору між ними для розміщення зразка. Сам плоский напівпровідниковий зразок, яким може бути тонка пластина, плівка, нанесена на підкладку, або структура з неоднорідним легуванням по товщині, встановлюється всередині резонатора між його співвісними елементами.

Таке розташування, схематично показане на рисунку 3.4, дозволяє забезпечити оптимальні умови для взаємодії електромагнітного поля резонатора з матеріалом зразка, що значною мірою підвищує точність і надійність отриманих результатів вимірювань.

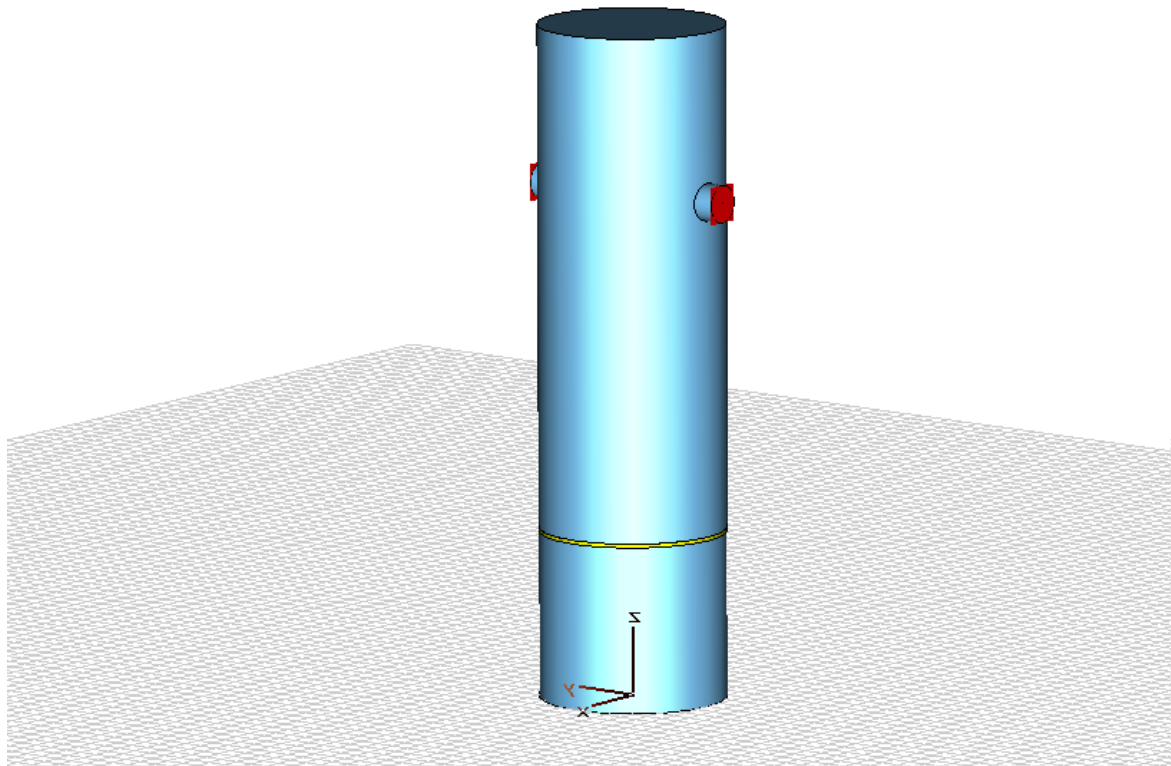


Рисунок 3.4 – Модель резонаторного ВП із зразком

3.3 Аналіз результатів моделювання

Запуск моделювання в CST Microwave Studio виконується після завершення створення моделі та налаштування всіх необхідних параметрів. Спочатку вибирається тип аналізу - частотний аналіз S-параметрів, задається діапазон частот і параметри сітки розбиття. Після цього запускається процес обчислення, який виконується автоматично і може тривати від кількох хвилин до кількох годин залежно від складності моделі та обраних налаштувань. По завершенню моделювання отримуємо результати у вигляді графіків, що використовуються для подальшого аналізу і оцінки роботи ВП.

Результати розрахунку S-параметрів для хвилеводу без зразка наведені на рисунку 3.5.

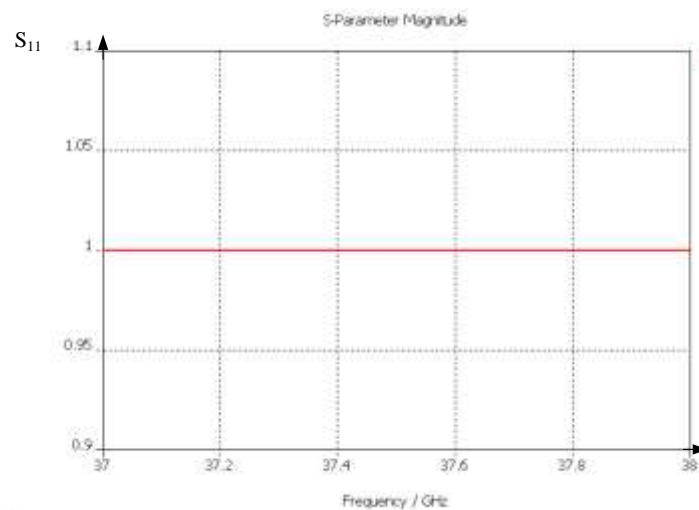


Рисунок 3.5 – Графік залежності $S_{11} = u(f, \text{tg}\delta)$ для хвилеводного датчика без зразка

З аналізу залежності видно, що у вибраному СВЧ-діапазоні вимірювальний перетворювач, налаштований на роботу за відбиттям, демонструє коефіцієнт зв'язку, що дорівнює одиниці. Це свідчить про ідеальне узгодження без втрат сигналу при відсутності зразка. Однак при введенні в структуру зразка з певними втратами відбуваються зміни в

навантажувальній характеристиці перетворювача, що проявляється у відхиленні параметрів від початкового стану. Такі зміни вказують на вплив властивостей матеріалу зразка на роботу пристрою і дозволяють оцінити електрофізичні параметри напівпровідникового матеріалу.

На рис. 3.6 – 3.8 наведено графіки залежностей S-параметра хвилеводного вимірювального перетворювача від частоти при внесенні зразка з різним значенням втрат.

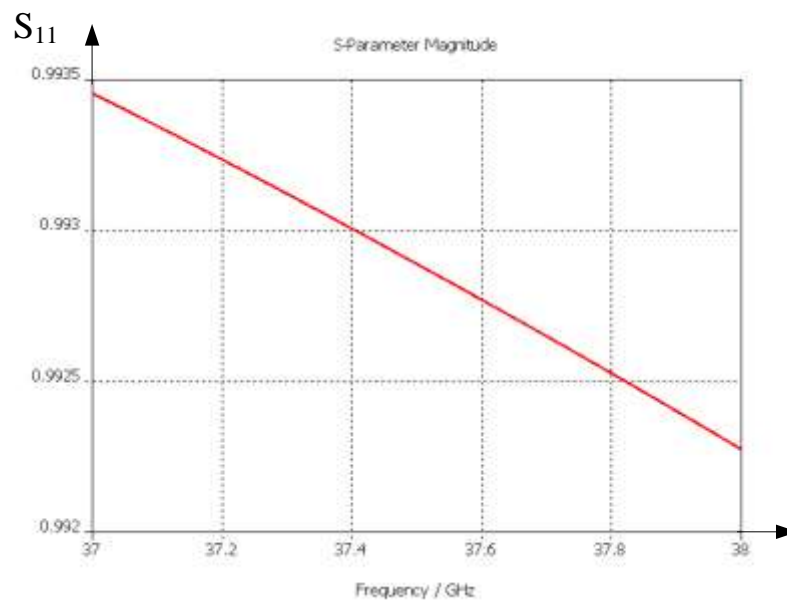


Рисунок 3.6 – Графік залежності $S_{11} = u(f, \text{tg}\delta)$ для хвилеводного ВП для $\text{tg}\delta=10^{-2}$

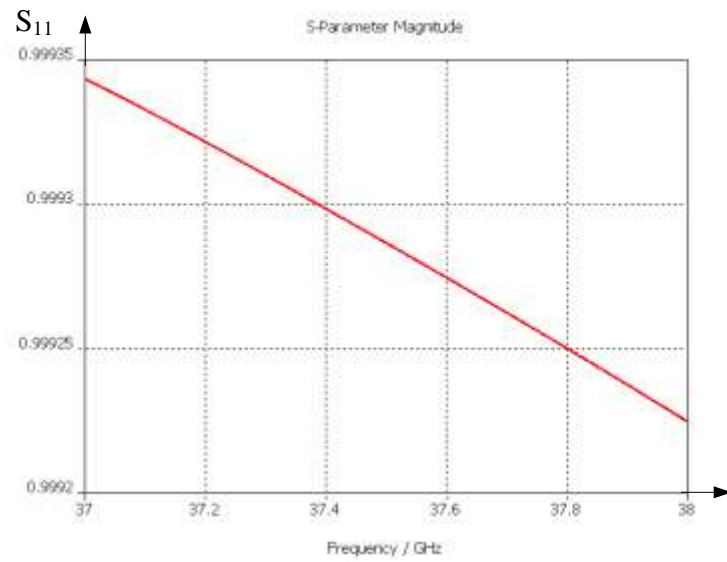


Рисунок 3.7 – Графік залежності $S_{11} = u(f, \text{tg}\delta)$ для хвильоводного ВП для $\text{tg}\delta=10^{-3}$

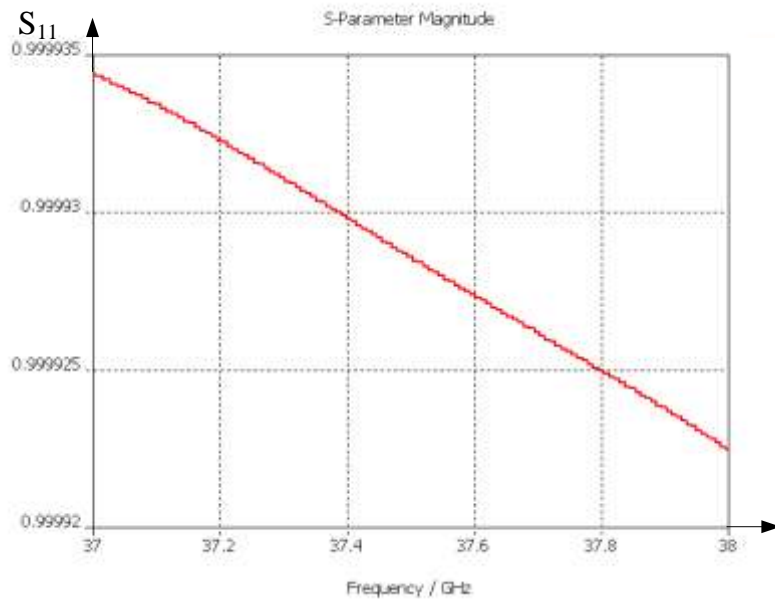


Рисунок 3.8 – Графік залежності $S_{11} = u(f, \text{tg}\delta)$ для хвильоводного ВП для $\text{tg}\delta=10^{-4}$

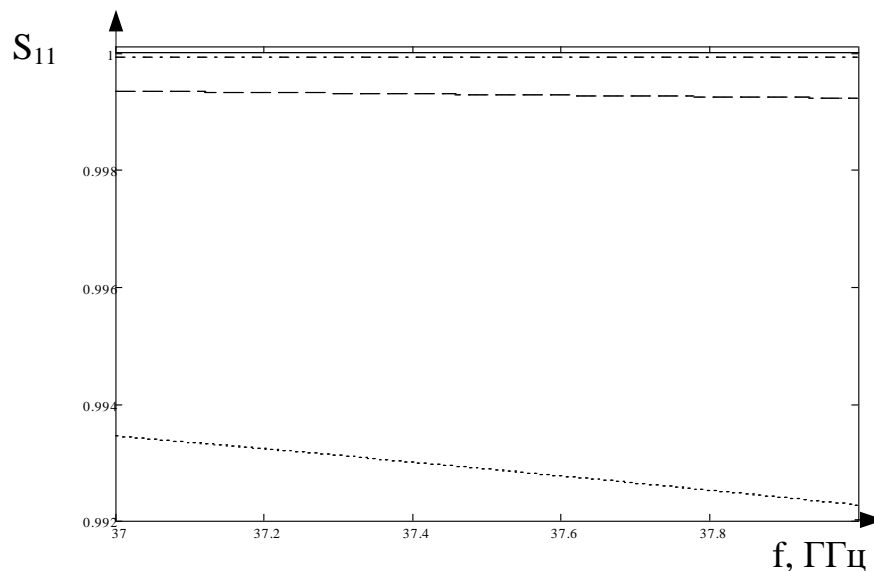


Рисунок 3.9—Сімейство залежностей $S_{11} = u(f, \text{tg}\delta)$

На рисунку 3.9 представлено сімейство залежностей S-параметрів хвилеводного вимірювального перетворювача від частоти при внесенні зразка з різними значеннями тангенса кута діелектричних втрат ($\text{tg}\delta$) у діапазоні від 10^{-4} до 10^{-2} . Ці графіки демонструють, як змінюється відгук перетворювача залежно від рівня втрат у матеріалі зразка.

При малих значеннях $\text{tg}\delta$, близьких до 10^{-4} , втрати в матеріалі зразка є дуже незначними, що практично не впливає на електромагнітне поле всередині хвилеводу. В результаті вихідний сигнал вимірювального перетворювача майже не відрізняється від сигналу без зразка, оскільки резонансні умови і характеристики передачі хвилі залишаються майже незмінними. Це пояснюється тим, що енергія хвилі практично не поглинається матеріалом, а відбувається переважно її проходження без суттєвих втрат.

Зі збільшенням $\text{tg}\delta$ до більш високих значень, наприклад, близько 10^{-2} , діелектричні втрати в матеріалі зразка значно зростають, що призводить до посиленої дисипації енергії хвильового сигналу. В результаті відбувається зміна амплітуди і фази відбитого сигналу, що видно на графіках у вигляді

відхилень S-параметрів від їх початкових значень. Цей ефект свідчить про взаємодію електромагнітного поля з матеріалом зразка, що призводить до послаблення сигналу та зміни резонансних характеристик пристрою.

Таким чином, аналіз отриманих залежностей S-параметрів дозволяє оцінити ступінь впливу діелектричних втрат матеріалу на роботу хвилеводного вимірювального перетворювача і, відповідно, зробити висновки про електрофізичні властивості досліджуваних напівпровідникових зразків. Такий результат підтверджує чутливість системи до зміни електрофізичних властивостей досліджуваного зразка та дозволяє визначати параметри матеріалу на основі аналізу НВЧ характеристик.

Отже, можна констатувати, що чутливість такої системи не дозволяє ефективно проводити діагностику матеріалів із малими значеннями тангенса кута втрат. Відповідно, для дослідження зразків з низькими втратами необхідно використовувати ВП іншого типу, зокрема резонаторні. Нижче наведені графіки залежностей S-параметрів резонаторного ВП, у полі якого розміщені зразки з товщинами $h = 0,2; 0,3; 0,4; 0,6$ мм та значеннями $\text{tg}\delta = 10^{-4}; 10^{-3}; 10^{-2}$ (рис. 3.10, 3.11, 3.12).

На рис. 3.13 наведено родину графіків залежностей S-параметрів резонаторного вимірювального перетворювача, у полі якого розміщені зразки однакової товщини, але з різними значеннями тангенса кута втрат $\text{tg}\delta = 10^{-4}, 10^{-3}, 10^{-2}$.

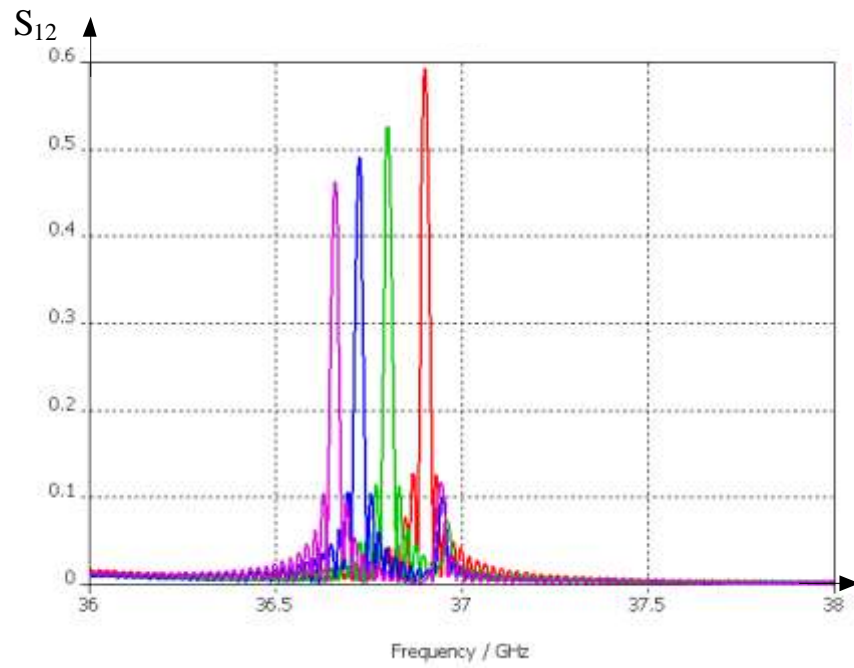


Рисунок 3.10 – Графіки залежностей $S_{11} = u(f, \text{tg}\delta)$ для резонаторного ВП для $\text{tg}\delta=10^{-2}$

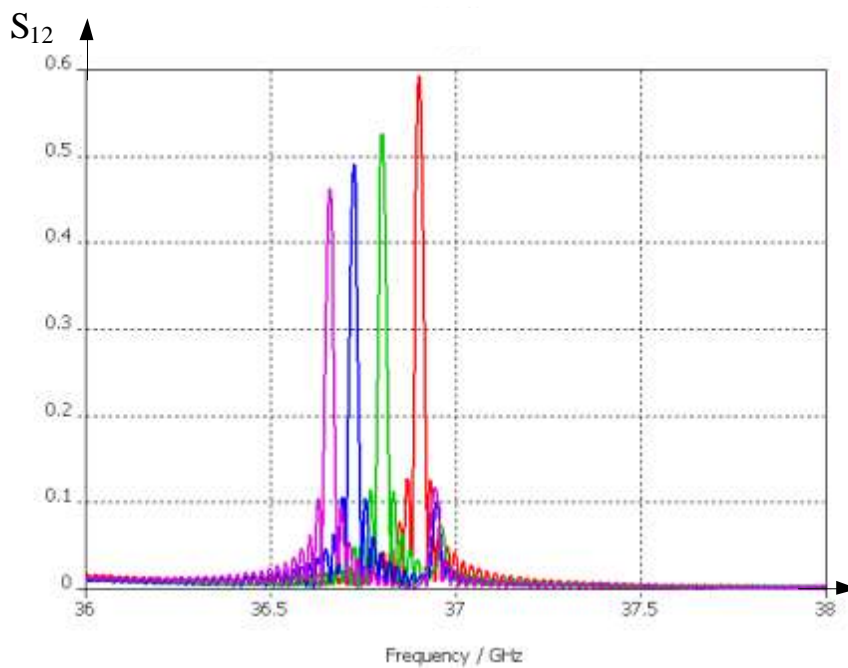


Рисунок 3.11 – Графіки залежностей $S_{11} = u(f, \text{tg}\delta)$ для резонаторного ВП для

$$\operatorname{tg}\delta=10^{-3}$$

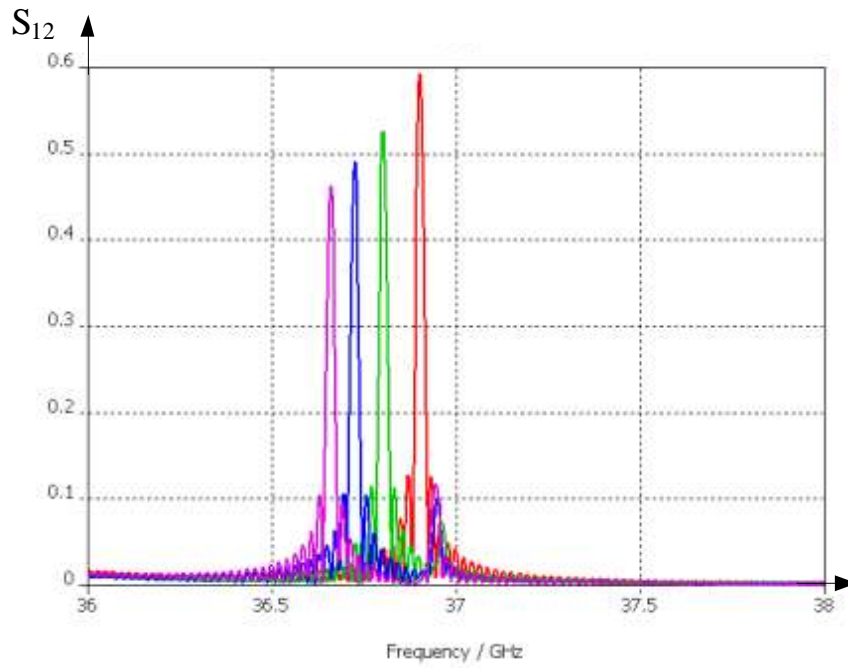


Рисунок 3.12 – Графіки залежностей $S_{11} = u(f, \operatorname{tg}\delta)$ для резонаторного ВП для $\operatorname{tg}\delta=10^{-4}$

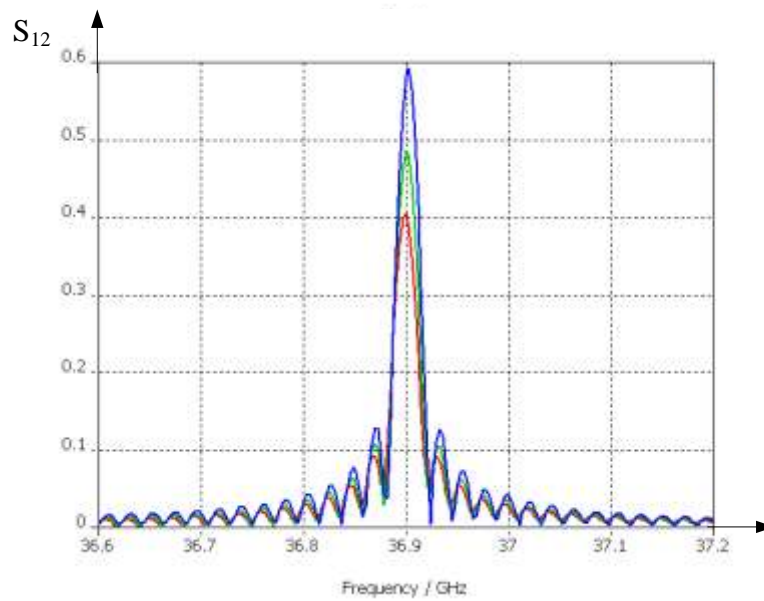


Рисунок 3.13 – Сімейство залежностей $S_{11} = u(f, \operatorname{tg}\delta)$ при $h=\text{const}$

Аналіз залежностей, представлених на рисунках 3.10–3.12, демонструє, що хоча форми кривих S_{11} у загальному вигляді якісно подібні, спостерігаються помітні відмінності у положенні резонансних частот та амплітудних рівнях сигналів. Це свідчить про те, що товщина матеріалу зразка істотно впливає на електромагнітні характеристики резонатора.

Фізично це можна пояснити наступним чином: збільшення товщини зразка призводить до зміни ефективних діелектричних властивостей середовища, в якому формуються резонансні хвилі. Товщий зразок збільшує загальні втрати та змінює розподіл електричного поля у резонаторі, що викликає зсув резонансної частоти у бік нижчих або вищих значень залежно від конкретних властивостей матеріалу. Крім того, збільшення товщини матеріалу підвищує поглинання енергії хвилі, що проявляється у зниженні рівня вихідного сигналу.

Таким чином, зміни у резонансній частоті і амплітуді сигналу є прямим відображенням фізичних процесів взаємодії електромагнітного поля з досліджуваним матеріалом — зокрема, його діелектричними характеристиками та ступенем втрат. Ці залежності дозволяють не тільки визначати товщину зразка, але й оцінювати параметри втрат, що має важливе значення для точного метрологічного аналізу напівпровідникових матеріалів з різними електрофізичними властивостями.

Таким чином, резонаторні вимірювальні перетворювачі є високочутливими пристроями, здатними виявляти навіть незначні зміни параметрів зразків, що робить їх незамінними при дослідженні матеріалів із малими значеннями тангенса кута втрат і різною товщиною.

Похибки вимірювання параметрів у СВЧ-ізмрювальних системах залежать від кількох ключових факторів, які визначають точність та надійність отриманих результатів. По-перше, основним джерелом похибок є характеристика самого вимірювального обладнання — його калібрування, стабільність роботи, динамічний діапазон та чутливість. Якщо прилади

мають низьку точність або неправильне калібрування, це призведе до систематичних або випадкових помилок у визначенні параметрів досліджуваного зразка.

По-друге, важливою складовою є правильність налаштування СВЧ тракту, тобто всього ланцюга передачі сигналу від джерела до приймача, включно з кабелями, роз'ємами, фільтрами та іншими елементами. Невідповідність імпедансів, неякісні контакти або неправильно встановлені параметри (наприклад, частотний діапазон, потужність сигналу, параметри сітки розбиття в моделюванні) можуть призвести до появи додаткових відбиттів, втрат сигналу або паразитних резонансів, що суттєво спотворює вимірювання.

Також слід враховувати вплив зовнішніх факторів — температурних коливань, електромагнітних завад та нестабільності живлення, які можуть викликати флуктуації у роботі обладнання і, відповідно, збільшувати розкид вимірюваних значень.

Враховуючи всі ці чинники, для мінімізації похибок необхідно ретельно калібрувати вимірювальне обладнання, забезпечувати якісне налаштування СВЧ тракту та контролювати умови проведення вимірювань. Лише за таких умов можна отримати достовірні результати, що дозволять точно оцінювати електрофізичні параметри досліджуваних матеріалів.

ВИСНОВКИ

У першому розділі даної роботи було здійснено детальний порівняльний аналіз сучасних СВЧ-методів діагностики електрофізичних параметрів матеріалів. Було розглянуто різні підходи, включно з хвилеводним методом, резонаторним методом, а також іншими методами, що застосовуються для визначення діелектричних властивостей напівпровідникових зразків. З урахуванням цілей дослідження та поставлених завдань було обрано два основні методи — хвилеводний метод діагностики і резонаторний метод на основі резонаторного вимірювального перетворювача з типом коливань H012. Ці методи були визнані найбільш доцільними через їх ефективність у визначенні параметрів матеріалів різної товщини та ступеня втрат.

У другому розділі проведено порівняльний аналіз існуючих прикладних програмних пакетів для моделювання СВЧ-пристроїв. Серед розглянутих рішень особливо виділився пакет CST Microwave Studio, який виявився найбільш універсальним та функціонально багатим інструментом для моделювання складних тривимірних СВЧ-структур. Цей програмний комплекс дозволяє не лише створювати об'ємні моделі пристроїв, але й імітувати їхнє підключення до різних типів СВЧ-трактів і вимірювальної апаратури. Завдяки цьому забезпечується максимально реалістичне відтворення робочих умов, що є критично важливим для точного аналізу електромагнітних характеристик досліджуваних систем. Таким чином, вибір CST Microwave Studio обґрунтований його високою функціональністю, гнучкістю в налаштуваннях і широкими можливостями для комплексного моделювання, що робить його ідеальним інструментом для подальших досліджень у сфері СВЧ-діагностики електрофізичних матеріалів.

У третьому розділі наведено блок-схеми установок для діагностики електрофізичних властивостей матеріалів, зокрема товщини (h) та тангенса кута втрат ($\text{tg}\delta$), за допомогою хвилеводного та резонаторного методів.

Детально представлені моделі досліджуваних вимірювальних перетворювачів, створені у середовищі моделювання CST Microwave Studio. Крім того, подано результати розрахунків електромагнітних характеристик цих структур, що дозволяє оцінити їхню ефективність та чутливість у визначенні параметрів досліджуваних матеріалів. Такий комплексний підхід дає змогу проаналізувати вплив різних параметрів зразків на вихідні сигнали перетворювачів, що є важливим для оптимізації методів діагностики.

У результаті проведеного дослідження можна зробити такі висновки:

- використання пакета CST Microwave Studio дозволяє ефективно моделювати структури НВЧ-датчиків та аналізувати їхні характеристики, що є важливим етапом у розробці високоточних вимірювальних перетворювачів;
- аналіз S-параметрів хвилеводних вимірювальних перетворювачів показав, що їх чутливість обмежена при вивченні матеріалів із малими значеннями тангенса кута втрат, що ускладнює діагностику таких зразків;
- резонаторні вимірювальні перетворювачі демонструють вищу чутливість і здатні виявляти зміни електрофізичних параметрів матеріалів навіть при невеликих значеннях втрат, а також враховують вплив товщини зразка на результати вимірювань;
- зміни резонансної частоти та рівня вихідного сигналу резонаторних датчиків корелюють із фізичними властивостями досліджуваних матеріалів, що дозволяє використовувати їх для точного визначення параметрів напівпровідникових зразків;
- точність вимірювань значною мірою залежить від якості калібрування вимірювального обладнання та правильності налаштування НВЧ тракту, тому контроль цих факторів є обов'язковим для отримання достовірних результатів;
- використання резонаторних перетворювачів рекомендовано для дослідження матеріалів із низькими втратами, тоді як хвилеводні перетворювачі більш підходять для зразків із більшими значеннями $\text{tg}\delta$.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Baker John D. Reliability of Semiconductor Devices. John Wiley & Sons, 2003. 640 p.
2. Єгоров, В. Н. Резонансні методи дослідження діелектриків на НВЧ (огляд) \[Текст] / В. Н. Єгоров // Питання техніки і електроніки. – 2007. – № 2. – С. 5–38.
3. Федоров, Н. Н. Основи електродинаміки: навч. посіб. для ВНЗ \[Текст] / Н. Н. Федоров. – М.: Вища школа, 1980. – 399 с.
4. Ніколський, В. В. Електродинаміка та поширення радіохвиль \[Текст] / В. В. Ніколський. – М.: Наука, 1973. – 608 с.
5. Гордієнко, Ю. Є. Обчислення комплексних резонансних частот НВЧ резонаторних датчиків./ Ю. Є. Гордієнко, А. А. Рябухін // Радіоелектроніка та інформатика. – 2001. – № 2. – С. 4–7.
6. Панченко, Б. А. Тензорні функції Гріна рівнянь Максвелла для циліндричних областей/ Б. А. Панченко // Радіотехніка. – 1970. – Вип. 15. – С. 82–91.
7. Li E., Gao Y., Zhang Y., Gao C., Zheng H., Zeng Z. Nonlinear behavior of microwave semiconductor materials measured under a strong electromagnetic environment using a compressed rectangular resonant cavity // Applied Physics A: Materials Science & Processing is a copyright of Springe. 2017. P. 414–420
8. Сазонов, Д. М. Антени та пристрої НВЧ: навч. посіб. для радіотехн. спец. ВНЗ \[Текст] / Д. М. Сазонов. – М.: Вища школа, 1988. – 432 с.: іл.
9. Милованов, О. С. Техніка надвисоких частот: навч. посіб. для ВНЗ \[Текст] / О. С. Милованов, Н. П. Собенін. – М.: Атоміздат, 1980. – 464 с.
10. Фрайден, Дж. Сучасні датчики: довідник \[Текст] / Дж. Фрайден. – М.: Техносфера, 2005. – 592 с.
11. Гордієнко Ю.О., Бородін Б.Г., Бабиченко С.В., Абу Інзех Іяд.

Дослідження рекомбінаційних процесів у напівпровідниках спектральним методом. Радіоелектроніка та інформатика. 2002. №4. С. 36–39.

12. Павлов, Л. П. Методи визначення основних параметрів напівпровідникових матеріалів/ Л. П. Павлов. – М.: Вища школа, 1975. – 206 с.

13. Батавін, В. В. та ін. Вимірювання параметрів напівпровідникових матеріалів і структур / В. В. Батавін. – М.: Радіо і зв'язок, 1985. – 264 с.: іл.

14. 1. Бондаренко І. М. Мікрохвильові резонаторні апертурні сенсори: монографія / І. М. Бондаренко,; Харків: ФОП О.А. Мірошніченко, 2018. – 137 с.

15. Аболтінш, Е. Е. Неруйнівні методи контролю характеристик напівпровідникових шарів/ Е. Е. Аболтінш // RAU Scientific Reports. Computer Modelling & New Technologies. – 1998. – Т. 2. – С. 71–78.

16. Presentation On CST Microwave Studio. URL: [Presentation On CST Microwave Studio | PDF | Waveguide | Antenna \(Radio\)](#)

17. CST MICROWAVE STUDIO (R) - Forum for Electronics/ URL: [CST MICROWAVE STUDIO \(R\) - Forum for Electronics/](#).