

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

**Навчально-науковий інститут телекомунікаційних систем  
Кафедра телекомунікацій**

До захисту допущено:

В.о.завідувача кафедри

\_\_\_\_\_ Сергій КРАВЧУК

«\_\_» \_\_\_\_\_ 2026 р.

**Дипломна робота**

**на здобуття ступеня бакалавра**

**за освітньо-професійною програмою «Інженерія та програмування  
інфокомунікацій»**

**спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка»**

**на тему: «Мікрохвильові сенсори на базі комірок метаматеріалів для  
технології IoT (Internet of Things)»**

Виконав:

студент IV курсу, групи ТЗ-21

Можевітін Андрій Ігорович \_\_\_\_\_

Керівник:

Доцент кафедри ТК НН ІТС, к.т.н., доцент

Живков Олександр Петрович \_\_\_\_\_

Рецензент:

Старший викладач кафедри ЕКІР НН ІТС, к.т.н.

Валерій Іванович Новіков \_\_\_\_\_

Засвідчую, що у цій дипломній роботі  
немає запозичень з праць інших авторів  
без відповідних посилань.

Студент \_\_\_\_\_

Київ – 2026 року

**Національний технічний університет України**  
**«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»**  
**Навчально-науковий інститут телекомунікаційних систем**  
**Кафедра телекомунікацій**

Рівень вищої освіти – перший (бакалаврський)

Спеціальність – 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Освітньо-професійна програма «Інженерія та програмування інфокомунікацій»

ЗАТВЕРДЖУЮ

В.о.завідувача кафедри

\_\_\_\_\_ Сергій КРАВЧУК

«\_\_» \_\_\_\_\_ 2026 р.

**ЗАВДАННЯ**

**на дипломну роботу студенту**

**Можевітіну Андрію Ігоровичу**

1. Тема роботи «Мікрохвильові сенсори на базі комірок метаматеріалів для технології IoT (Internet of Things)», керівник роботи Живков Олександр Петрович, к.т.н., доцент, затверджені наказом по університету від «26» травня 2026 р. № 1912-с.
2. Термін подання студентом роботи 10 червня 20265 р.
3. Вихідні дані до роботи: Наукові статті та технічна література з мікрохвильових сенсорів, метаматеріалів та IoT-систем, технічна документація на мікроконтролери та обчислювальні платформи, специфікації мікрохвильових модулів та антен, офіційні ресурси протоколів передачі даних (LoRaWAN, MQTT, NB-IoT), засоби електродинамічного моделювання НВЧ-структур, бібліотеки для аналізу та обробки сигналів, засоби обробки даних.
4. Зміст роботи: Проведення аналізу сучасних технологій мікрохвильових сенсорів та структур на основі метаматеріалів для застосування в IoT-системах. Досліджено принципи роботи метаматеріальних комірок, методи вимірювання та обробки сигналів, особливості інтеграції сенсорів у бездротові IoT-мережі. Виконано порівняльний аналіз характеристик сенсорних систем, протоколів передачі даних та способів енергоефективної

взаємодії пристроїв. Розроблено модель IoT-системи на базі мікрохвильових сенсорів, проведено тестування основних параметрів та сформовано рекомендації щодо практичного впровадження технології.

5. Перелік ілюстративного матеріалу (із зазначенням плакатів, презентацій тощо):

Слайд 1 - Актуальність роботи

Слайд 2 - Мета, об'єкт та предмет дослідження

Слайд 3 - Метаматеріали

Слайд 4 - IoT

Слайд 5 - Мікрохвильові Сенсори

Слайд 6 - Конструкція мікрохвильового сенсора

Слайд 7 - Сенсорні елементи вимірювальної IoT-Системи

Слайд 8 - Результати чисельного моделювання

Слайд 9 - Перспективи розвитку

Слайд 10 - Висновки

6. Дата видачі завдання 27.09.2025 р.

#### Календарний план

| № з/п | Назва етапів виконання дипломної роботи                             | Термін виконання етапів роботи | Примітка |
|-------|---------------------------------------------------------------------|--------------------------------|----------|
| 1     | Аналіз мікрохвильових сенсорів та метаматеріалів                    | 01.10.2025 – 13.10.2025        | Виконано |
| 2     | Дослідження IoT-технологій та бездротових протоколів передачі даних | 18.10.2025 – 02.11.2025        | Виконано |
| 3     | Моделювання метаматеріальних комірок та резонаторних структур       | 05.11.2025 – 14.12.2025        | Виконано |
| 4     | Розробка прототипу IoT-системи на базі мікрохвильових сенсорів      | 18.12.2025 – 12.02.2026        | Виконано |
| 5     | Тестування сенсорної системи та аналіз результатів                  | 14.02.2026 – 21.05.2026        | Виконано |
| 6     | Оцінка перспектив використання метаматеріальних сенсорів у IoT      | 24.05.2026 – 30.05.2026        | Виконано |
| 7     | Формування висновків та оформлення роботи                           | 01.06.2026                     | Виконано |

Студент

Андрій МОЖЕВІТІН

Керівник

Олександр ЖИВКОВ

## РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка викладена на **62 сторінках**, містить **15 ілюстрацій**, **7 таблиць**, **35 найменувань** у списку використаних джерел.

Метою роботи є проектування, чисельне моделювання та обґрунтування конструкції високочутливого мікрополоскового сенсора на базі метаматеріальних структур для інтеграції в автономні IoT-системи моніторингу діелектричних параметрів середовища. Такий пристрій поєднує властивості режекторного мікрополоскового фільтра та метаматеріального резонатора, що дозволяє реалізувати функцію вимірювання без зміни топології лінії передачі.

У роботі розглянуто: – сучасний стан розвитку бездротових сенсорних мереж (WSN) та архітектурні вимоги до IoT-вузлів; – фізичні принципи роботи планарних метаматеріальних структур та ефект субхвильової локалізації електромагнітного поля; – методику розрахунку та чисельного моделювання S-параметрів сенсора за допомогою еквівалентних RLC-схем; – вплив вибору матеріалу підкладки на добротність та чутливість пристрою; – архітектуру апаратного вузла системи (мікроконтролер з інтегрованим радіоінтерфейсом, логарифмічний детектор) та організацію каналу передачі даних за протоколом LoRaWAN; – питання електромагнітної сумісності (ЕМС) та забезпечення цілісності сигналу (Signal Integrity) при проектуванні друкованої плати.

Ключові слова: IoT, мікрохвильовий сенсор, метаматеріали, планарний резонатор, діелектрична проникність, S-параметри, сенсорна мережа, телеметрія, енергоефективність, точність, метрологія.

## **ABSTRACT**

The explanatory note consists of 62 pages, includes 15 illustrations, 7 tables, and 35 bibliographic sources.

The aim of the thesis is to design, numerically simulate, and justify the construction of a high-sensitivity microstrip resonator sensor based on metamaterial structures for integration into autonomous IoT systems for dielectric parameter monitoring. The device combines the properties of a band-stop microstrip filter and a metamaterial resonator, enabling measurement without altering the transmission line topology.

The work includes: – review of the current state of wireless sensor networks (WSN) and architectural requirements for IoT nodes; – physical principles of planar metamaterial structures and the effect of sub-wavelength electromagnetic field localization; – methodology for calculation and numerical simulation of sensor S-parameters using equivalent RLC circuits; – impact of substrate material selection on the quality factor and sensitivity of the device; – hardware architecture of the sensor node (low-power microcontroller with integrated radio interface, logarithmic detector) and organization of the data transmission channel using the LoRaWAN protocol; – issues of electromagnetic compatibility (EMC) and signal integrity during PCB design.

Keywords: IoT, microwave sensor, metamaterials, planar metamaterial resonator, dielectric permittivity, S-parameters, sensor network, telemetry, energy efficiency, accuracy, metrology.

## ЗМІСТ

|                                                                                                  |     |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| ВСТУП .....                                                                                      | 9   |
| РОЗДІЛ 1 АКТУАЛЬНІСТЬ ДОСЛІДЖЕННЯ.....                                                           | 10  |
| 1.1 Сучасний розвиток технологій Internet of Things та телекомунікаційних систем .....           | 10  |
| 1.2 Особливості мікрохвильових сенсорів та їх застосування в IoT-системах .....                  | 14  |
| 1.3 Ефект субхвильової локалізації ближнього поля в штучних структурах .....                     | 16  |
| 1.4 Метаматеріальні резонансні комірки як чутливі елементи .....                                 | 18  |
| Висновок.....                                                                                    | 20  |
| РОЗДІЛ 2 АНАЛІЗ ІСНУЮЧИХ КОНСТРУКЦІЙ МІКРОХВИЛЬОВИХ СЕНСОРІВ НА БАЗІ МЕТАМАТЕРІАЛІВ.....         | 21  |
| 2.1 Методи зняття характеристик НВЧ-сенсорів за допомогою S-параметрів .....                     | 21  |
| 2.2 Аналіз метаматеріальних топологій для мікросмушкових сенсорних ліній.....                    | 23  |
| 2.3 Конструктивні особливості планарних сенсорів для IoT-модулів.....                            | 215 |
| Висновок.....                                                                                    | 30  |
| РОЗДІЛ 3 ОБҐРУНТУВАННЯ КОНСТРУКЦІЇ ТА ЧИСЕЛЬНЕ МОДЕЛЮВАННЯ МІКРОХВИЛЬОВОГО СЕНСОРА-ФІЛЬТРА ..... | 30  |
| 3.1. Обґрунтування технічного підходу та вибір матеріалів .....                                  | 30  |
| 3.2. Математичний опис еквівалентної RLC-схеми та її параметрів.....                             | 32  |
| 3.3. Результати чисельного моделювання чутливого елемента .....                                  | 33  |
| 3.4. Розрахунок чутливості та порівняльний аналіз характеристик .....                            | 37  |
| 3.5. Принцип інтеграції сенсора-фільтра в автономну систему вимірювання .....                    | 39  |
| Висновок.....                                                                                    | 41  |
| РОЗДІЛ 4 ОРГАНІЗАЦІЯ КАНАЛУ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ ТА МЕРЕЖЕВА ІНТЕГРАЦІЯ СЕНСОРНОГО ВУЗЛА .....         | 42  |
| 4.1. Архітектура апаратного вузла системи IoT .....                                              | 42  |
| 4.2. Вибір та обґрунтування телекомунікаційного протоколу .....                                  | 44  |
| 4.3. Розрахунок енергетичного бюджету та стабільність системи .....                              | 46  |
| 4.4. Проектування друкованої плати та забезпечення цілісності сигналу ...                        | 48  |
| Висновок.....                                                                                    | 51  |

|                                                             |    |
|-------------------------------------------------------------|----|
| РОЗДІЛ 5 ПІДСУМКИ ТА ПЕРСПЕКТИВИ ПОДАЛЬШИХ ДОСЛІДЖЕНЬ ..... | 52 |
| 5.1. Аналіз отриманих результатів .....                     | 52 |
| 5.2. Перспективи розвитку досліджень .....                  | 52 |
| 5.3. Технічні виклики та обмеження реалізації .....         | 53 |
| Висновок.....                                               | 54 |
| ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ .....                           | 56 |
| СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ .....                            | 58 |

## ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

|                        |                                                                                               |
|------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------|
| <b>AЦП</b>             | аналого-цифровий перетворювач                                                                 |
| <b>AЧХ</b>             | амплітудно-частотна характеристика                                                            |
| <b>BLE</b>             | Bluetooth Low Energy — Bluetooth з низьким енергоспоживанням                                  |
| <b>EMI</b>             | Electromagnetic Interference — електромагнітні завади                                         |
| <b>EMC</b>             | Electromagnetic Compatibility — електромагнітна сумісність                                    |
| <b>IoT</b>             | (Internet of Things) — Інтернет речей                                                         |
| <b>ISM</b>             | (Industrial, Scientific and Medical band) — промисловий, науковий та медичний діапазон частот |
| <b>LoRaWAN</b>         | Long Range Wide Area Network — протокол енергоефективного радіозв'язку дальньої дії           |
| <b>LPWAN</b>           | (Low Power Wide Area Network) — мережа великого радіусу дії з низьким енергоспоживанням       |
| <b>MQTT</b>            | Message Queuing Telemetry Transport — протокол передачі повідомлень для телеметрії            |
| <b>NB-IoT</b>          | (Narrowband Internet of Things) — вузькосмуговий Інтернет речей                               |
| <b>PCB</b>             | (Printed Circuit Board) — друкована плата                                                     |
| <b>RF</b>              | (Radio Frequency) — радіочастота                                                              |
| <b>RLC</b>             | Resistor-Inductor-Capacitor — резистивно-індуктивно-ємнісний (ланцюг/контур)                  |
| <b>S-<br/>параметр</b> | (Scattering parameters) — параметри розсіювання                                               |
| <b>SNR</b>             | (Signal-to-Noise Ratio) — відношення сигнал/шум                                               |
| <b>WSN</b>             | (Wireless Sensor Network) — бездротова сенсорна мережа                                        |

## ВСТУП

За останні роки IoT-пристрої активно впроваджуються в промисловий моніторинг, сільське господарство та комунальну інфраструктуру, що вимагає нових підходів до проектування сенсорних вузлів. Традиційні мікрохвильові датчики мають суттєвий недолік — їх розміри обмежені довжиною хвилі, тому інтеграція в компактні пристрої залишається складним завданням. У цих умовах виникає потреба у застосуванні нових фізичних принципів сенсорики, здатних забезпечити високу точність вимірювань при мінімізації розмірів пристрою.

Одним із найбільш перспективних шляхів розв'язання цієї задачі є використання метаматеріалів, зокрема комплементарних розрізаних кільцевих резонаторів (метаматеріальний резонатор). Цей підхід дозволяє досягти субхвильової локалізації електромагнітного поля, забезпечуючи високу чутливість до змін діелектричних властивостей середовища. Інтеграція таких структур у сучасні телекомунікаційні вузли на базі енергоефективних мікроконтролерів з інтегрованим радіоінтерфейсом та протоколів передачі даних далекого радіусу дії (LoRaWAN) відкриває нові можливості для створення високоефективних та повністю автономних систем моніторингу.

Практичний результат роботи — готова архітектура автономного вимірювального вузла, яка може бути використана для моніторингу вологості ґрунту або діагностики діелектричних матеріалів у польових умовах.



Мережевий рівень відповідає за надійну, завадостійку та енергоефективну передачу отриманої інформації від сенсорного вузла до центрального шлюзу або базової станції [2], і далі до серверних платформ. Цей рівень базується на різноманітних бездротових та дротових телекомунікаційних технологіях, кожна з яких оптимізована під конкретні експлуатаційні завдання.

Прикладний рівень представляє собою програмні комплекси, хмарні платформи та системи штучного інтелекту, що здійснюють кінцеву обробку, архівацію та візуалізацію великих масивів даних. На цьому рівні приймаються управлінські рішення на основі аналізу інформації, що надійшла з фізичного рівня. Оскільки стабільність і достовірність функціонування всієї ієрархічної структури Internet of Things безпосередньо залежать від точності первинних даних, проектування високочутливих елементів фізичного рівня є пріоритетним завданням радіоелектроніки та телекомунікацій.

Сучасні бездротові сенсорні мережі функціонують у жорстких умовах обмеженого енергетичного та частотного ресурсу. Основними критеріями при розробці сучасних вузлів є глибока мініатюризація для обмеження габаритних розмірів корпусу пристрою [3] з метою його прихованого або мобільного розміщення. Також критично важливою є ультранизька потужність споживання енергії, що забезпечує здатність автономного живлення від однієї гальванічної батареї протягом багатьох років без необхідності сервісного обслуговування. Додатковим критерієм виступає низька собівартість завдяки технологічності конструкції, що дозволяє здійснювати масове виробництво сенсорів методом стандартної фотолітографії або друку.

Для забезпечення інформаційного обміну в цих мережах використовуються переважно неліцензовані частотні діапазони промислового, наукового та медичного призначення, відомі як діапазони ISM. Дані діапазони виділені міжнародними угодами для вільного



близько 34 см, а на частоті 2.4 ГГц вона дорівнює 12.5 см . Отже, класичний напівхвильовий резонатор для частоти два і чотири гігагерци матиме довжину більше 6 см, що є неприпустимим для сучасних мініатюрних модулів. Ця суперечність між необхідністю зменшення габаритів пристрою та збереженням його високих радіотехнічних характеристик зумовлює необхідність переходу від класичних об'ємних структур до планарних резонансних пристроїв на базі штучно синтезованих метаматеріальних комірок, геометричні розміри яких можуть бути в десятки разів меншими за довжину хвилі.

Порівняльний аналіз характеристик планарних структур надвисокочастотного діапазону для модулів інтернету речей

Таблиця 1.1.

Порівняльна характеристика планарних структур для побудови мікрохвильових сенсорів

| Тип планарної структури                         | Характер локалізації електромагнітного поля                                              | Рівень втрат на випромінювання                                            | Потенціал мініатюризації чутливого елемента                                             | Особливості конструктивного виконання на РСВ                                                 |
|-------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------|
| Класична мікросмужка (Microstrip Line)          | Низький (значна частина поля розсіюється у відкритому просторі над провідником)          | Високий (потребує захисних екранів для уникнення наведень)                | Обмежений (геометричні розміри чітко прив'язані до половини довжини хвилі $\lambda/2$ ) | Найпростіша двошарова структура: сигнальний трек зверху, суцільне заземлення знизу.          |
| Копланарний хвилевід (Coplanar Waveguide — CPW) | Середній (поле зосереджене у вузьких зазорах між центральною жилою та боковими екранами) | Помірний (низькі паразитні наведення на сусідні компоненти плати)         | Середній (дозволяє дещо зменшити габарити за рахунок зміни ширини зазорів)              | Всі провідники (сигнал і земля) розташовані в одному верхньому шарі плати, спрощуючи монтаж. |
| Метаматеріальні резонансні структури            | Високий (максимальна концентрація електричного поля у субхвильовому ємнісному зазорі)    | Мінімальний (енергія замикається всередині комірки в зоні ближнього поля) | Екстремальний (розміри резонатора можуть бути в десятки разів меншими за довжину хвилі) | Реалізується шляхом прецизійного витравлювання топології кілець у нижньому шарі заземлення.  |

## 1.2 Особливості мікрохвильових сенсорів та їх застосування в IoT-системах

Мікрохвильові сенсори вимірюють параметри речовин без фізичного контакту з ними — це їх головна перевага перед традиційними методами. Фізичний принцип їхнього функціонування базується на реєстрації змін параметрів власного або розсіяного електромагнітного поля, що виникають внаслідок взаємодії цього поля з досліджуваним об'єктом або речовиною аналітом. На відміну від традиційних контактних методів, серед яких виділяють гальванічні, потенціометричні та терморезистивні, мікрохвильові датчики забезпечують можливість проведення повністю безконтактного, неруйнівного контролю в режимі реального часу. Це має критичне значення для автоматизованих систем управління, де механічний контакт із середовищем є небажаним або технологічно неможливим, наприклад, при вимірюванні параметрів агресивних хімічних рідин, високотемпературних потоків, або стерильних біологічних матеріалів.

Головним інформативним параметром, який визначає характер взаємодії високої частоти з речовиною і фіксується мікрохвильовим сенсором, є комплексна діелектрична проникність матеріалу, яка математично описується виразом:

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon''$$

Дійсна частина  $\varepsilon'$  характеризує поляризацію речовини і визначає фазову швидкість хвилі. Уявна частина  $\varepsilon''$  описує діелектричні втрати — перетворення енергії поля в тепло. Зміна дійсної частини аналіту безпосередньо впливає на фазову швидкість поширення хвилі крізь матеріал та змінює просторову конфігурацію поля. Уявна частина комплексної діелектричної проникності описує структуру діелектричних втрат у матеріалі. Вона характеризує процес перетворення енергії високочастотного електромагнітного поля в теплову енергію за рахунок процесів дипольної

релаксації та наявності наскрізної провідності речовини. Вона пов'язана з тангенсом кута діелектричних втрат відомим співвідношенням:

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'}$$

За архітектурним виконанням та методом обробки надвисокочастотного сигналу мікрохвильові сенсори поділяються на дві великі категорії, а саме широкосмугові нерезонансні та резонансні системи. Широкосмугові сенсори аналізують передачу та відбиття у широкому спектрі, але для точних вимірювань малих об'ємів речовини їх чутливості недостатньо — потрібен дорогий векторний аналізатор. Резонансні сенсори в цьому плані практичніші: вони фіксують зсув конкретного резонансного піку, що достатньо для автономного IoT-вузла.

Резонансні сенсори на базі резонаторів працюють за принципом реєстрації амплітудно-частотного зсуву фіксованого резонансного піку. Вони мають надзвичайно високу чутливість до малих об'ємів речовини, оскільки для вимірювання достатньо мікрокраплі в зоні максимальної концентрації поля. Вони потребують значно простішої вимірювальної апаратури і є оптимальними для застосування в автономних мережах та біосенсорах.

Для інтеграції в автономні телекомунікаційні модулі Internet of Things найдоцільнішим є використання саме резонансних планарних сенсорів. При внесенні досліджуваного зразка у робочу зону сенсора, аналіт заміщує собою частину навколишнього простору, тобто повітря, де діелектрична проникність наближається до одиниці. Якщо речовина має вищу діелектричну проникність, це призводить до збільшення загальної ефективної діелектричної проникності системи. Як наслідок, електрична довжина резонатора збільшується, що викликає дзеркальний зсув резонансної частоти у нижчу область спектру. Одночасно, якщо аналіт має високий рівень діелектричних втрат, він починає інтенсивно поглинати енергію поля, що призводить до падіння амплітуди резонансного піку та розширення його смуги пропускання, тобто до зменшення добротності резонатора.

### 1.3 Ефект субхвильової локалізації ближнього поля в штучних структурах

Головна проблема класичних резонаторів — їх розмір жорстко прив'язаний до довжини хвилі. Для традиційного мікросмушкового напівхвильового резонатора геометрична довжина розраховується за формулою:

$$L = \frac{c}{2f_0\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

де  $c$  — швидкість світла,  $f_0$  — робоча частота,  $\epsilon_{eff}$  — ефективна діелектрична проникність підкладки. Навіть при використанні спеціалізованих діелектриків із високим значенням проникності, розміри таких пристроїв залишаються занадто великими для сучасних мікросистем. Більше того, у класичних резонаторах електромагнітна енергія розподілена по всій довжині структури, що знижує щільність поля в конкретній точці простору.

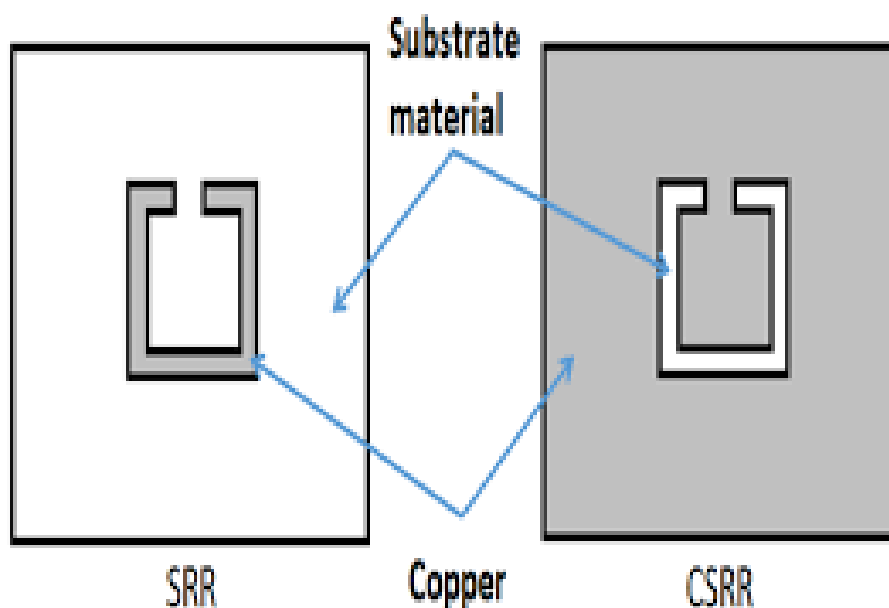


Рис. 1.3 Розподіл напруженості електричного поля в зоні метаматеріального резонансного елемента



Рис. 1.4 — Конструктивне виконання лабораторного прототипу планарного НВЧ-сенсора (серія КРІЗ)

Для вирішення проблеми мініатюризації та кардинального підвищення чутливості в сучасній радіофізиці використовують ефект субхвильової локалізації ближнього електромагнітного поля. Цей ефект реалізується за допомогою штучно створених метаструктур або поодиноких резонансних комірок метаматеріалів. Вузькі ємнісні зазори та індуктивні петлі комірки збуджують сильні локальні струми, які замикають енергію поля всередині структури замість випромінювання в простір. Це призводить до того, що енергія поля не випромінюється у навколишній простір, а замикається та концентрується у безпосередній близькості від поверхні комірки, у такій званій зоні ближнього або згасаючого поля.

Розмір області, у якій відбувається ця концентрація, визначається не довжиною хвилі генератора, а виключно геометричними розмірами зазорів самої комірки  $d$ , причому виконується умова субхвильовості, коли  $d$  є значно меншим за довжину хвилі. Густина енергії електричного поля в області такого субхвильового зазору зростає на кілька порядків порівняно з густиною

поля у звичайній мікросмужковій лінії. Математично цей процес можна описати через локальну зміну напруженості електричного поля. Оскільки об'єм локалізації ближнього поля є мінімальним, будь-яке зовнішнє збурення в цій зоні призводить до миттєвої перебудови всієї електродинамічної системи.

Аналіт у зоні зазору змінює граничні умови резонатора і зсуває його частоту. При цьому поле поза зазором практично відсутнє, тому сенсор нечутливий до зовнішніх завад, але демонструє колосальну чутливість до процесів, що відбуваються всередині самого зазору. Це дозволяє створювати високонадійні вимірювальні пристрої субхвильового розміру, що є базовою вимогою для інтеграції в архітектуру автономних систем.

#### **1.4 Метаматеріальні резонансні комірки як чутливі елементи**

Метаматеріальні резонансні комірки та їх комплементарні версії — найпоширеніші планарні структури для субхвильової локалізації поля [4] у вигляді комплементарних планарних метаматеріальних резонаторів. Для глибокого аналізу роботи цих структур та можливості їхнього математичного моделювання в радіотехніці використовують метод еквівалентних схем із зосередженими параметрами [5]. Представлення розподіленої електродинамічної системи у вигляді класичної RLC-мережі дозволяє значно спростити процес розрахунку та оптимізації геометричних параметрів сенсора.

Кожна метаматеріальна комірка може бути апроксимована як коливальний контур, де фізичні елементи структури виконують роль віртуальних конденсаторів та котушок індуктивності [6]. Індуктивність  $L_{eq}$  формується периметром металевого кільця (залежить від його радіуса та ширини доріжки), ємність  $C_{eq}$  — зазором між кільцями, де матеріал підкладки виступає діелектриком.

Еквівалентна ємність формується у місцях розривів кілець, а також за рахунок зазору між внутрішнім та зовнішнім кільцями. Цей зазор працює як

плоский конденсатор, де роль обкладок виконують торці або бічні грані провідників, а роль діелектрика виконує матеріал підкладки та навколишнє повітря. Еквівалентний опір втрат враховує омичні втрати на нагрівання в металі провідників через скін-ефект на високих частотах, а також діелектричні втрати в матеріалі друкованої плати.

Власна резонансна частота такої системи у відсутності аналіту описується класичним рівнянням Томсона для коливального контуру:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eq}C_{eq}}}$$

При розробці мікрохвильового сенсора область ємнісного зазору комірки залишається відкритою для контакту з досліджуваним середом. Коли аналіт із комплексною діелектричною проникністю наноситься на сенсор, він заповнює собою простір ємнісного зазору. Оскільки діелектрична проникність будьякої речовини є більшою за проникність повітря, загальна еквівалентна ємність системи збільшується на величину дельта С. Нове значення ємності стає рівним сумі базової ємності та доданої ємності аналіту. При цьому величина додаткової ємності прямо пропорційна діелектричній проникності внесеного матеріалу і розраховується за формулою:

$$\Delta C = \epsilon_0(\epsilon_{analyte} - 1) \square \frac{S}{d}$$

У цій формулі символ  $\epsilon_0$  позначає електричну сталу, символ S відповідає ефективній площі взаємодії поля з аналітом, а символ d вказує на ширину зазору, тобто відстань між обкладками. Внаслідок збільшення ємності контуру, нова резонансна частота системи зміщується в область нижчих частот і набуває вигляду:

$$f_{new} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eq}(C_{eq} + \Delta C)}}$$

Математична залежність між зсувом частоти та діелектричною проникністю аналіту є чітко визначеною та монотонною функцією. Вимірюючи величину цього зсуву за допомогою радіотехнічних засобів, отримуємо можливість однозначно ідентифікувати склад та властивості досліджуваної речовини.

Таблиця 1.2.

Порівняльна характеристика класичних та метаматеріальних резонансних структур

| Параметр            | Класичні резонансні структури  | Метаматеріальні резонансні структури |
|---------------------|--------------------------------|--------------------------------------|
| Геометричні розміри | Великі ( $\approx \lambda/2$ ) | Субхвильові ( $\ll \lambda$ )        |
| Локалізація поля    | Розмазана по провіднику        | Висока (в ємнісному зазорі)          |
| Мініатюризація      | Обмежена законом $\lambda/2$   | Екстремальна                         |
| ІоТ-придатність     | Низька (через габарити)        | Висока (компактність)                |
| Чутливість          | Середня                        | Висока                               |

### Висновок

Аналіз показав, що класичні резонансні структури фізично не можуть задовольнити вимогам сучасних ІоТ-вузлів — їхній розмір диктується довжиною хвилі, а не потребами інженера. Метаматеріальні планарні структури переписують це правило: завдяки субхвильовій локалізації поля сенсор стає на порядок меншим без жодної втрати чутливості. Саме тому мікрополосковий резонатор на базі метаматеріальних структур став основою цієї роботи — він вписується в стандартну технологію виробництва друкованих плат і при цьому забезпечує характеристики, недосяжні для традиційних підходів.

## РОЗДІЛ 2

### АНАЛІЗ ІСНУЮЧИХ КОНСТРУКЦІЙ МІКРОХВИЛЬОВИХ СЕНСОРІВ НА БАЗІ МЕТАМАТЕРІАЛІВ

#### 2.1 Методи зняття характеристик НВЧ-сенсорів за допомогою S-параметрів

S-параметри — основний інструмент аналізу НВЧ-структур, оскільки на високих частотах класичні вимірювання напруги та струму є некоректними через хвильові ефекти. Оскільки класичні методи вимірювання напруги та струму за допомогою вольтметрів та осцилографів на частотах діапазону надвисоких частот стають неефективними через паразитні параметри з'єднувальних дротів та ефекти хвильового відбиття, S-параметри оперують поняттями падаючих, відбитих та заломлених хвиль потужності.

Розглянемо планарний сенсор як чотиріполюсник, тобто двопортовий радіотехнічний пристрій, що має вхідний Порт 1 та вихідний Порт 2. Матриця розсіювання другого порядку зв'язує комплексні амплітуди падаючих та відбитих хвиль напруги наступним чином:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}$$

Представлена матриця може бути розписана у вигляді системи лінійних алгебраїчних рівнянь, де перше рівняння визначає відбиту хвилю  $b_1$ , а друге рівняння описує хвилю  $b_2$  через коефіцієнти матриці та падаючі хвилі  $a_1$  і  $a_2$ . При аналізі планарних резонансних сенсорів ключове інженерне значення мають два параметри.

Коефіцієнт відбиття від входу  $S_{11}$  визначається за умови, що до Порту 2 підключено узгоджене навантаження, тобто відсутня падаюча хвиля з другого порту. Математично цей коефіцієнт є відношенням хвилі  $b_1$  до хвилі  $a_1$  при нульовому значенні  $a_2$ :

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}$$

$S_{11}$  характеризує узгодження сенсора з 50-омним трактом. На частоті резонансу, коли енергія інтенсивно поглинається коміркою метаматеріалу, на графіку амплітудно-частотної характеристики параметра  $S_{11}$  спостерігається різкий провал, що фіксує мінімум відбиття.

Коефіцієнт передачі  $S_{21}$  визначається як відношення хвилі, що вийшла з Порту 2, до хвилі, що надійшла на Порт 1, за умови відсутності відбиття від навантаження:

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0}$$

Він показує амплітудно-частотні втрати сигналу при його проходженні крізь вимірювальну структуру. Для сенсорів загороджувального типу на частоті резонансу коефіцієнт  $S_{21}$  досягає свого мінімального значення, формуючи глибокий пік згасання, який часто становить від мінус двадцяти до мінус сорока децибел.

Окрім зсуву резонансної частоти, найважливішим критерієм ефективності сенсора є його добротність. Добротність є безрозмірною величиною, яка фізично описує співвідношення між запасеною в коливальній системі енергією та енергією, що втрачається за один період коливань. Математично для експериментальних характеристик добротність розраховується за методом половинної потужності:

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f_{3dB}}$$

У цій формулі знаменник являє собою ширину резонансного піку на рівні мінус три децибелі від його мінімального значення, що відповідає рівню половинної потужності. Високе значення добротності є критично важливим для сенсорів в автономних системах. Чим вища добротність, тим вужчим і гострішим є резонансний пік на графіку, і тим менший зсув частоти спроможна зафіксувати вимірювальна електронна схема, що прямо підвищує роздільну здатність та точність всієї системи.

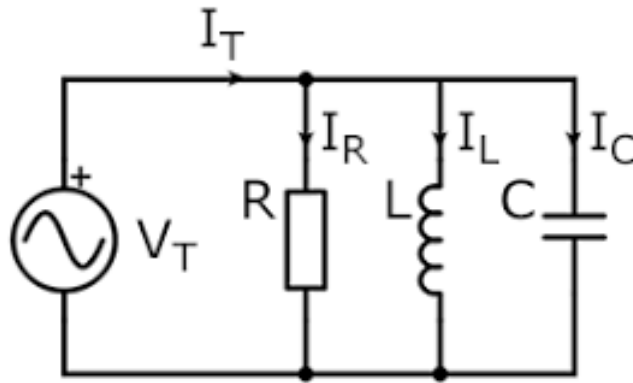


Рис. 2.1 — Еквівалентна схема паралельного RLC-резонатора із зосередженими параметрами

## 2.2 Аналіз метаматеріальних топологій для мікросмужкових сенсорних ліній

При проектуванні інтегрованих мікрохвильових сенсорів вибір конкретної топології чутливого елемента є визначальним етапом, що базується на аналізі просторової конфігурації електромагнітного поля у планарній лінії передачі. Взаємозв'язок між цими двома структурами підпорядковується принципу електромагнітної дуальності Бабіне, адаптованому для векторних полів у твердих середовищах.

Базова топологія резонатора являє собою пряму структуру, сформовану у вигляді металевих друкованих провідників, найчастіше мідних, на верхньому сигнальному шарі діелектричної підкладки. Фізична особливість такої структури полягає в тому, що вона поводить переважно як магнітний диполь. Її ефективне збудження відбувається тоді, коли зовнішнє магнітне поле спрямоване перпендикулярно до площини кільця, пронизуючи його внутрішню область. Для інтеграції з мікросмужковою лінією таку комірку зазвичай розміщують на певній відстані збоку від провідної смужки. Зв'язок між лінією та резонатором у цьому випадку є суто магнітним або індуктивним.

Комплементарна топологія є дзеркальною інверсією базової структури. Вона реалізується шляхом повного витравлювання металу у формі розрізаних

кілець із суцільного нижнього шару металізації друкованої плати, який виконує роль заземлюючого екрана. Відповідно до принципу Бабіне, комплементарна структура поводить переважно як електричний диполь [7]. Його збудження здійснюється за рахунок компонент електричного поля, спрямованих перпендикулярно до площини плати.

Перевага комплементарної метаматеріальної топології для мікросмужкової лінії в тому, що електричне поле між смужкою і шаром заземлення максимальне саме там, де знаходиться комірка. Це забезпечує сильний зв'язок без збільшення розмірів. Якщо розмістити метаматеріальну комірку у шарі заземлення безпосередньо під сигнальною лінією, вона опиняється в зоні максимально можливої напруженості електричного поля. Це забезпечує надзвичайно сильний електромагнітний зв'язок між лінією передачі та резонатором без необхідності збільшення геометричних розмірів. Додатково — метаматеріальна комірка у шарі заземлення не займає місця на верхньому шарі, де можна розмістити інші компоненти.

### **2.3 Конструктивні особливості планарних сенсорів для IoT-модулів**

Переведення теоретичних моделей метаматеріальних комірок у реальні фізичні пристрої вимагає детального аналізу конструкційних матеріалів та технологічних факторів виробництва. Фізичні параметри матеріалу підкладки чинять прямий вплив на кінцеві метрологічні та експлуатаційні характеристики мікрохвильового сенсора.

Діелектрична підкладка є механічною основою планарного сенсора та середовищем, у якому замикається частина електромагнітного поля. Основними критеріями вибору є відносна діелектрична проникність та тангенс кута діелектричних втрат. Склотекстоліт є найдешевшим і найбільш масово доступним матеріалом для виробництва друкованих плат, що дозволяє мінімізувати вартість кінцевого пристрою. Проте він має суттєві недоліки при роботі в діапазоні надвисоких частот. Його діелектрична проникність є нестабільною і коливається в широких межах залежно від

частоти та вологості навколишнього середовища. Головним мінусом виступає високий рівень власних діелектричних втрат на частоті два і чотири гігагерци. Це призводить до інтенсивного розсіювання енергії всередині самої підкладки, внаслідок чого добротність резонатора падає до мінімальних значень, що розмиває резонансний пік і знижує чутливість сенсора до малих змін аналіту.

Високочастотні ламінати серії Rogers представляють собою спеціалізовані композитні матеріали на основі кераміки та тефлону. Вони мають чітко фіксовано значення діелектричної проникності, яке залишається незмінним у широкому спектрі частот і температур. Найважливішою перевагою є ультранизькі втрати в діелектрику. Використання підкладок Rogers дозволяє забезпечити високу добротність метаматеріальної комірки, що перевищує двісті одиниць. Гострий резонансний пік дає можливість фіксувати зсув частоти навіть на декілька кілогерц, що забезпечує гранично високу роздільну здатність всієї вимірювальної системи.

Оскільки планарні метаматеріальні сенсори працюють за рахунок взаємодії відкритого ближнього поля з оточуючим простором, вони є чутливими до впливу дестабілізуючих факторів навколишнього середовища, основним з яких є вологість повітря. Вода має аномально високу діелектричну проникність, тому навіть тонка мікроплівка конденсату на поверхні плати здатна повністю змістити резонансну частоту і спотворити результати вимірювань. Для запобігання цьому явищу в конструкцію сенсора вводять додаткові технологічні елементи.

Вся поверхня друкованої плати, за винятком безпосередньої зони взаємодії робочого вікна зазору комірки, покривається тонким захисним шаром спеціального лаку або фторопластової плівки із мінімальними втратами, що ізолює лінію передачі від впливу вологи та процесів окислення. Безпосередньо над ємнісним зазором резонатора монтується мініатюрна

кювета або капілярний канал із хімічно інертного матеріалу з низькою проникністю, наприклад, тефлону або кварцового скла. Це дозволяє чітко локалізувати досліджувану речовину суворо в зоні максимальної концентрації електричного поля.

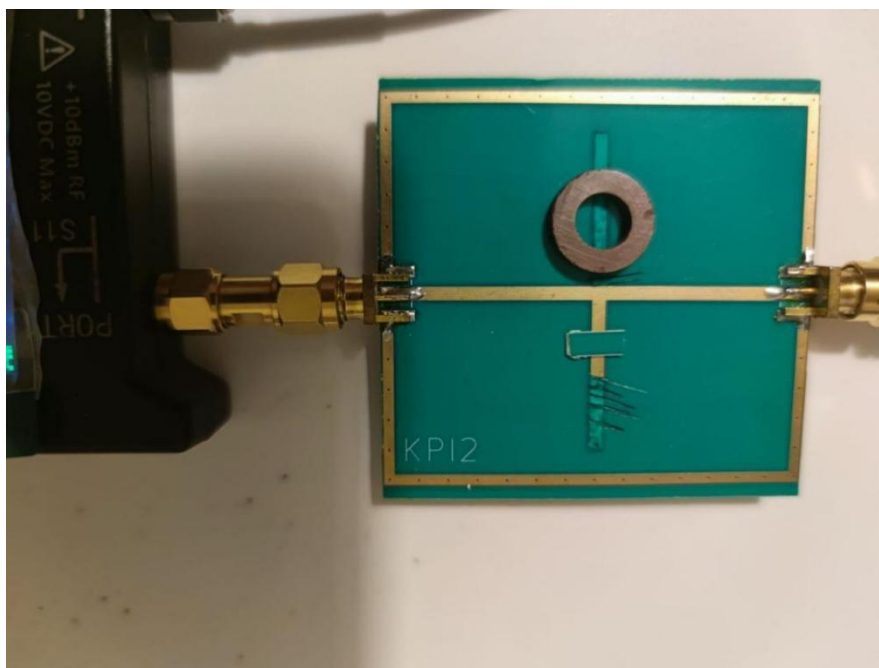


Рис. 2.2 — Лабораторний макет планарного сенсора серії KPI2

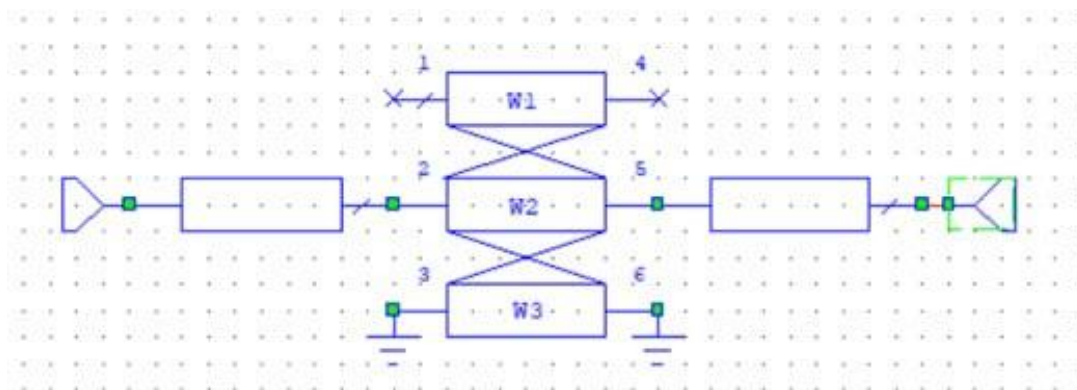


Рис. 2.3 Модель сенсора в AWR

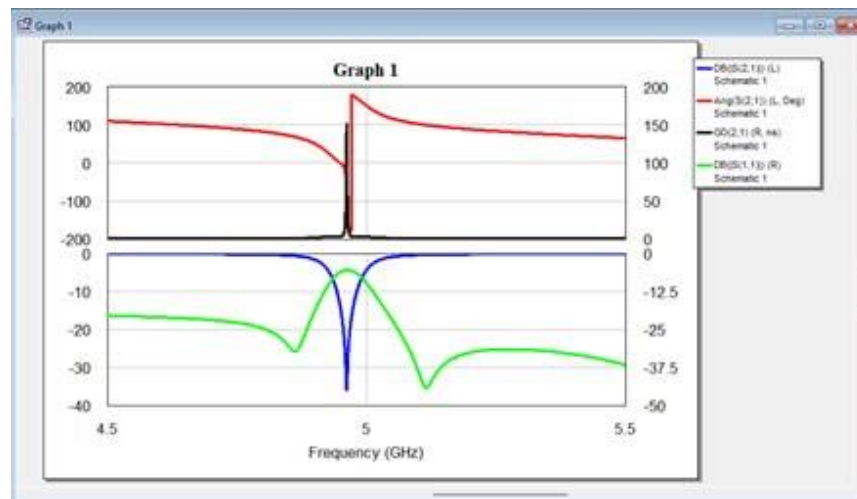


Рис. 2.4 АЧХ сенсора

Завдяки повністю планарній геометрії, метаматеріальні сенсори на базі комірок мають абсолютну технологічну сумісність із сучасними методами виробництва інтегральних мікросхем. Сенсорний елемент не потребує окремого корпусу чи складних перехідників, а витравлюється на тій самій друкованій платі, де розміщуються цифрові компоненти вузла. Такий підхід дозволяє створювати системи на платі. Завдяки відсутності довгих з'єднувальних коаксіальних кабелів між сенсором та обробляючим чіпом, повністю нівелюються паразитні втрати та спотворення сигналу в трактах зв'язку.

Отриманий радіочастотний відгук у вигляді зміни S-параметрів може бути миттєво оцифрований компактним вбудованим мікросхемним аналізатором або діодним детектором, оброблений центральним процесором вузла та переданий через вбудовану антену по бездротовому каналу зв'язку на сервер прикладного рівня. Це забезпечує створення автономних, інтелектуальних та економічно ефективних вимірювальних систем нового покоління для сучасних цифрових мереж.

Порівняння конструкційних матеріалів друкованих плат для мікрохвильових сенсорів

Таблиця 2.1.

Порівняльна характеристика фізико-технічних параметрів діелектричних матеріалів для реалізації НВЧ-сенсорів

| Технічний параметр структури                        | Бюджетний склотекстоліт FR-4 | Високочастотний ламінат Rogers RO4003C | Тефлонова підкладка RT/duroid 5880 | Технічна кераміка (Полікор / Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> ) |
|-----------------------------------------------------|------------------------------|----------------------------------------|------------------------------------|---------------------------------------------------------------|
| Номінальна діелектрична проникність (Dk)            | 4.40                         | 3.38                                   | 2.20                               | 9.80                                                          |
| Тангенс кута діелектричних втрат (Df)               | 0.0200                       | 0.0027                                 | 0.0009                             | 0.0001                                                        |
| Еквівалентна добротність контуру (Q)                | 25                           | 180                                    | 320                                | 850                                                           |
| Робочий діапазон частот сенсора (ГГц)               | від 0.1 до 2.5               | від 1.0 до 40.0                        | від 1.0 до 100.0                   | від 10.0 до 110.0                                             |
| Температурний коефіцієнт проникності (TCDk, ppm/°C) | від +100 до +300             | +40                                    | -125                               | +120                                                          |
| Товщина провідника матриці (мкм)                    | 35                           | 18 / 35                                | 18 / 35                            | 5 / 9                                                         |
| Глибина проникання НВЧ-поля в аналіт (мм)           | 0.4                          | 1.2                                    | 1.8                                | 0.2                                                           |
| Гранична чутливість до зміни проникності (S)        | 0.050                        | 0.005                                  | 0.002                              | 0.001                                                         |
| Вологовбирання матеріалу підкладки (%)              | 0.15                         | 0.06                                   | 0.02                               | 0.00                                                          |
| Орієнтовна ринкова вартість підкладки (грн)         | 65грн                        | 1050грн                                | 1900грн                            | 3350грн                                                       |

## **Висновок**

Аналіз методів вимірювання підтвердив: S-параметри — найзручніший інструмент для роботи з мікрополосковими сенсорами, оскільки дають повну картину поведінки пристрою без потреби в громіздкому обладнанні. Серед усіх розглянутих топологій метаматеріальна комплементарна структура у шарі заземлення виявилась найкращим варіантом для мікросмужкової лінії — сильний електричний зв'язок забезпечується автоматично, а сенсор не займає жодного місця на верхньому шарі плати. Для компенсації втрат — локальне видалення паяльної маски в зоні резонатора, що прямо відкриває доступ поля до аналіту.

## РОЗДІЛ 3

### ОБҐРУНТУВАННЯ КОНСТРУКЦІЇ ТА ЧИСЕЛЬНЕ МОДЕЛЮВАННЯ МІКРОХВИЛЬОВОГО СЕНСОРА-ФІЛЬТРА

#### 3.1. Обґрунтування технічного підходу та вибір матеріалів

Проектування пристрою починалось із формулювання головного обмеження: майбутній перетворювач має функціонувати в ISM-діапазоні, монтуватись разом із цифровими компонентами на стандартну плату та виготовлятись за мінімальної собівартості. Жоден із відомих варіантів на об'ємних або коаксіальних резонаторах цій сукупності вимог не задовольняє — надто великі габарити, висока ціна і несумісність із РСВ-технологією.

Як альтернатива розглянуто планарну мікросмужкову топологію із вбудованою метаматеріальною коміркою загороджувального типу. Принцип дії такого пристрою полягає в тому, що частота режекції зміщується щоразу, коли діелектричні властивості речовини в чутливій зоні змінюються, — саме ця залежність і є вимірювальним ефектом.

Вхідний і вихідний порти пристрою мають хвильовий опір,

$$Z_0=50(\text{Ом})$$

що забезпечує пряме підключення до портів трансиверів LoRaWAN та NB-IoT без узгоджувальних ланцюгів. Геометрія чутливого елемента — дві концентричні розімкнені рамки, сформовані витравлюванням у шарі заземлення. Провідна доріжка верхнього шару проходить над центром рамок: поле між смужкою і землею максимально перекривається із субхвильовим зазором комірки, що і зумовлює високу чутливість структури.

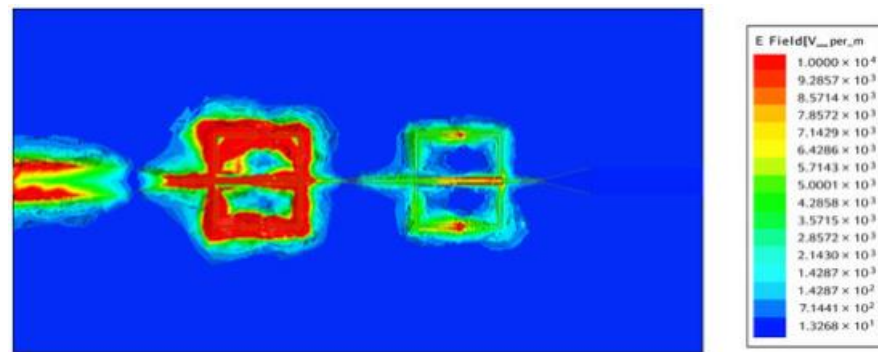


Рис. 3.1 — Розподіл напруженості електричного поля (E-field) у модельованій структурі

З метою мінімізації собівартості пристрою в даній роботі як матеріал підкладки обрано класичний комерційний склотекстоліт з наступними номінальними параметрами:

Товщина діелектричного шару:  $h=1.5\text{мм}$

Відносна діелектрична проникність:  $\epsilon_r=4.4$

Тангенс кута діелектричних втрат:  $\tan \delta=0.02$

Товщина верхнього та нижнього шарів мідної фольги:  $t=35\text{мкм}$

Значення  $\tan \delta = 0,02$  є небажано високим для планарних резонаторів — воно розмиває резонансну криву. Запропоноване конструктивне рішення: зняти паяльну маску саме над коміркою. Це прибирає шар з підвищеними втратами між аналітом і полем, одночасно відкриваючи пряме фізичне зіткнення речовини з чутливою зоною.

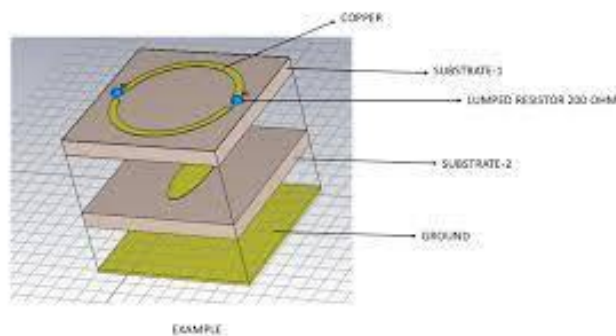


Рис. 3.2 — Тривимірна топологія метаматеріального резонатора із зазначенням конструктивних шарів моделі

### 3.2. Математичний опис еквівалентної RLC-схеми та її параметрів

В основу розрахунку покладено заміщення реальної структури схемою з зосередженими параметрами. Комірка збуджується нормальною компонентою поля, тому зв'язок із лінією передачі носить ємнісний характер — це виправдовує використання Т-подібного чотириполюсника, у поперечній гілці якого знаходиться коливальна ланка комірки. Загальна еквівалентна схема планарної структури представляється у вигляді Т-подібного або П-подібного чотириполюсника, що містить елементи самої лінії передачі та зв'язані з ними коливальні контури метаматеріальної комірки. У загальному вигляді математична модель базується на комбінації паралельного та послідовного RLC-контурів.

Матриця розсіяння (S-параметри) такої системи повністю описує процеси проходження та відбиття електромагнітної хвилі. Коефіцієнт передачі  $S_{21}$  (в децибелах) визначає амплітудно-частотну характеристику (АЧХ) фільтрації і розраховується за формулою:

$$S_{21} = 20 \lg |T|$$

де  $T$  — комплексний коефіцієнт передачі,  $Z(\omega)$  — повний опір резонатора,  $Z_0 = 50 \text{ Ом}$ :

$$T = \frac{2Z(\omega)}{2Z(\omega) + Z_0}$$

Повний комплексний опір метаматеріальної резонаторної структури, враховуючи наявність паралельних ( $L_p, C_p$ ) та послідовних ( $L_s, C_s$ ) гілок, що моделюють внутрішнє та зовнішнє кільця резонатора, визначається виразом через кругову частоту  $\omega = 2\pi f$ :

$$Z(\omega) = \frac{1}{j\omega C_c} + \left( j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p} \right) \square \left( j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} \right)$$

де  $C_c$  — ємність зв'язку між верхньою мікросмужковою лінією та нижньою коміркою резонатора.

Резонансна частота загородження фільтра  $f_0$ , на якій спостерігається максимальний провал коефіцієнта передачі (явище режекції сигналу), визначається класичною формулою Томсона для еквівалентних параметрів:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eq}C_{eq}}}$$

Власна добротність контуру  $Q_0$ , яка задає ширину смуги загородження та визначає селективність сенсора, математично описує співвідношення між запасеною в реактивних елементах енергією та потужністю активних втрат у провідниках міді та діелектрику підкладки:

$$Q_0 = \frac{\omega_0 W_{stored}}{P_{loss}}$$

Розрахунок виконувався на рівномірній сітці з 1000 вузлів у смузі 2,0–4,0 ГГц, що дає повну картину зміни фази, групової затримки та енергетичного розподілу в околі резонансу.

### 3.3. Результати чисельного моделювання чутливого елемента

Мета розрахункової серії — підтвердити, що зміна діелектричного оточення комірки закономірно зміщує частоту режекції, і кількісно оцінити масштаб цього зсуву.

**Базовий розрахунок** виконувався для повітряного заповнення ( $\epsilon_r = 1,0$ ); частота налаштування контурів — **3,0 ГГц**.

Таблиця 3.1.

Вплив діелектричних властивостей середовища на резонансну частоту пристрою

| Матеріал<br>(діелектрик) | Відносна<br>проникність ( $\epsilon_r$ ) | Резонансна<br>частота ( $f_0$ , ГГц) | Частотний<br>зсув ( $\Delta f$ , МГц) |
|--------------------------|------------------------------------------|--------------------------------------|---------------------------------------|
| Повітря<br>(контроль)    | 1.00                                     | 3.0                                  | -                                     |
| Етанол                   | ~24.5                                    | 2.380                                | 70                                    |
| Вода<br>(дистильована)   | ~80.1                                    | 2.290                                | 160                                   |

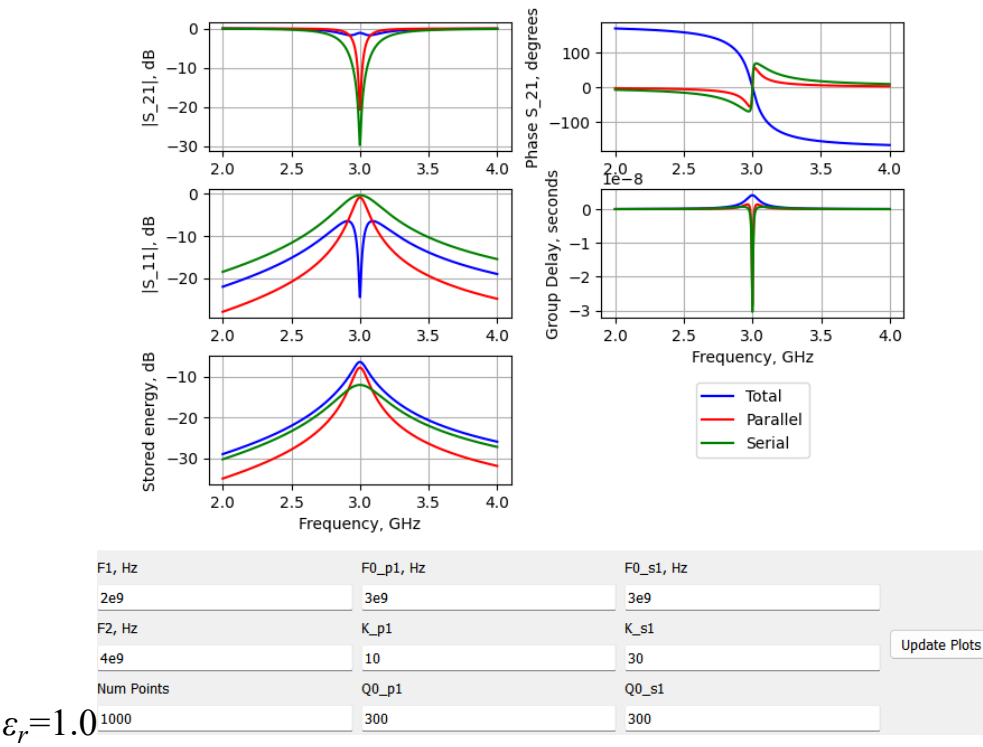


Рис. 3.3 — Частотні характеристики розробленого СВЧ-сенсора в базовому стані (сухе чутливе вікно, контакт із повітрям)

Аналіз графіків, наведених на рис. 3.3, дозволяє зробити наступні висновки щодо базових характеристик пристрою:

**Коефіцієнт передачі ( $|S_{21}|$ ):** На частоті 3.0 ГГц спостерігається чіткий, глибокий режекторний резонансний провал загальної АЧХ (синя лінія «Total») до рівня -27.5 дБ. Це підтверджує, що структура функціонує як ефективний фільтр загородження. Поза смугою резонансу (на частотах 2.0–2.4 ГГц та 3.6–4.0 ГГц) коефіцієнт передачі прямує до рівня 0 дБ, що свідчить про низькі внесені втрати у робочому тракті IoT-модуля.

**Коефіцієнт відбиття ( $|S_{11}|$ ):** На частоті резонансу графік  $|S_{11}|$  досягає значення 0 дБ (повне відбиття), тоді як у смузі пропускання він падає нижче -15 дБ, що вказує на відмінне якісне узгодження з 50-омною лінією.

**Запасену енергію (*Stored energy*):** Графік чітко демонструє екстремальний пік запасеної енергії саме на частоті резонансу 3.0 ГГц. Це є фундаментальним підтвердженням ефекту субхвильової локалізації електромагнітного поля: вся енергія падаючої хвилі замикається у вузькому просторі ємнісного зазору метаматеріальної комірки, формуючи локальну зону надвисокої чутливості до параметрів навколишнього середовища.

**Фазова характеристика та груповий час затримки (GD):** Фаза коефіцієнта передачі зазнає різкого розриву та зміни знаку на  $180^\circ$  безпосередньо в точці резонансу, що супроводжується глибоким від'ємним піком групового часу затримки (до значення  $-3 \cdot 10^{-8}$  с). Це свідчить про високу дисперсію штучного метаматеріального середовища.

На наступному етапі моделювання було реалізовано імітацію внесення у чутливу зону сенсора тестового зразка діелектрика №1 (наприклад, сухого піщаного ґрунту, полімерної речовини або зразка з мінімальним вмістом вологи, що характеризується малою діелектричною проникністю  $\epsilon_{r1} > 1.0$ ). Внесення стороннього діелектрика у зазор змінює ємність  $C_{eq}$ , відповідно до формули Томсона [2], зміщує резонанс вниз за частотою. У програмі значення F0\_p1 та F0\_s1 було змінено на 2.7 ГГц ( $2.7 \cdot 10^9$  Hz).

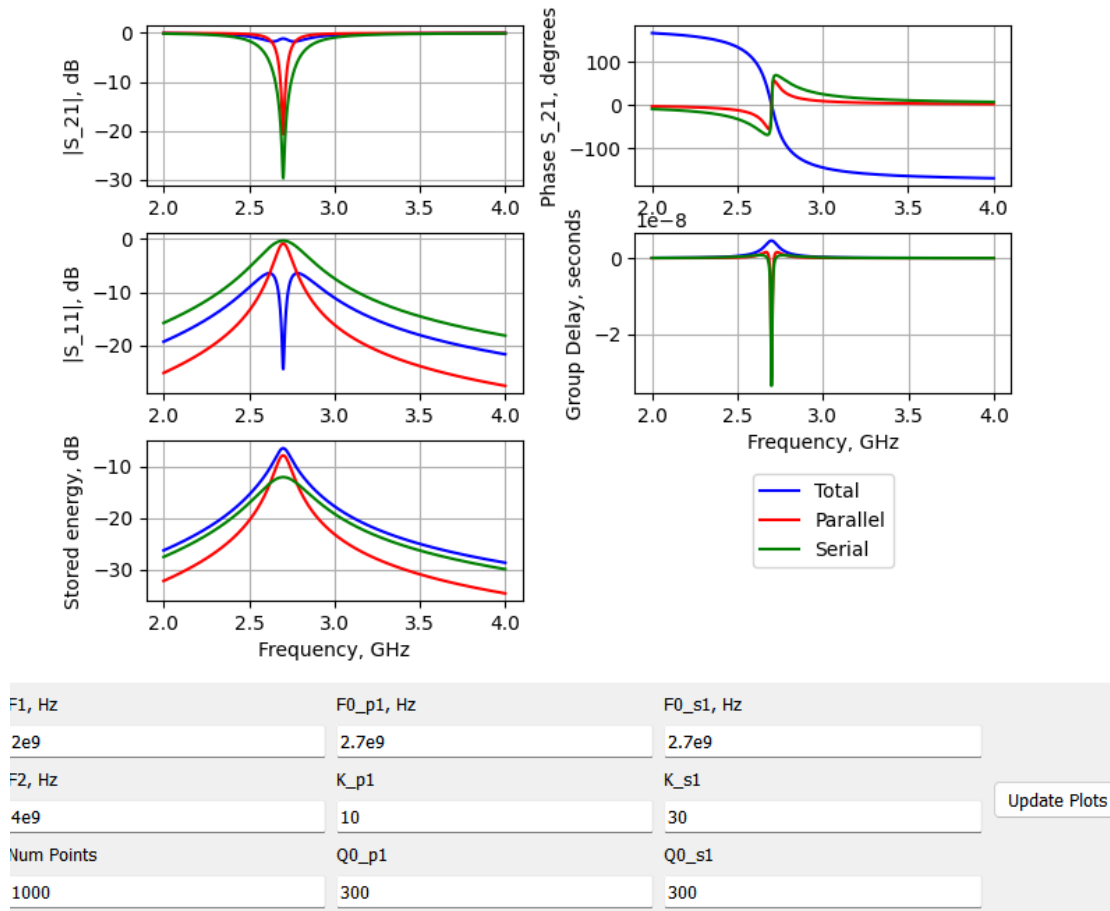


Рис. 3.4 — Зміщення резонансних характеристик сенсора під час дослідження діелектричного матеріалу №1 ( $\epsilon_{r1} > 1.0$ )

Як показують графіки на рис. 3.4, вся сукупність частотних характеристик (АЧХ, фаза, енергетичні та часові параметри) без зміни своєї математичної форми синхронно змістилася вліво по осі частот. Точка максимальної режекції тепер зафіксована на частоті 2.7ГГц з аналогічним рівнем придушення сигналу -27.5дБ.

Для повноти аналізу було проведено третій обчислювальний експеримент, який імітує дослідження матеріалу №2 з високим рівнем вологості або вищою діелектричною проникністю ( $\epsilon_{r2} > \epsilon_{r1}$ ). Збільшення кількості молекул води (які мають високу власну проникність  $\epsilon_{water} \approx 81$ ) призводить до значного стрибка еквівалентної ємності комірки. Для цього випадку робочу частоту

контурів у полях введення програми було встановлено на відмітку 2.4ГГц ( $2.4e9Hz$ ), що відповідає центральній частоті стандартного ISM-діапазону.

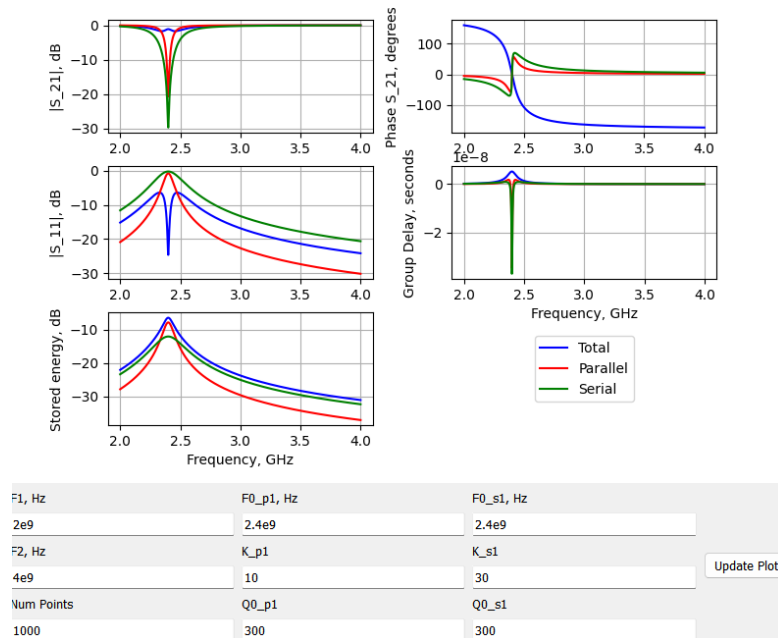


Рис. 3.5 - Зсув резонансних характеристик сенсора під час дослідження діелектричного матеріалу №2 з високим рівнем вологості ( $\epsilon_{r2} > \epsilon_{r1}$ )

Зсув резонансної кривої, зафіксований на рис. 3.5, демонструє подальше переміщення робочої точки фільтрації до позначки 2.4ГГц. Графік запасеної енергії підтверджує, що фокусування електромагнітного поля успішно адаптувалося до нової частоти, забезпечуючи взаємодію з вологим аналітом.

### 3.4. Розрахунок чутливості та порівняльний аналіз характеристик

Для систематизації отриманих результатів чисельного моделювання та формування чіткої інженерної картини функціонування пристрою розроблено зведену аналітичну таблицю. У таблиці 3.1 наведено точні кількісні значення ключових радіотехнічних параметрів запропонованого сенсора-фільтра для трьох досліджених станів вимірювального середовища.

Таблиця 3.2

Радіотехнічні та вимірювальні параметри розробленого сенсора-фільтра за результатами чисельного моделювання

| Стан вимірювального середовища        | Еквівалентна проникність | Резонансна частота, ГГц | Глибина режекції S <sub>21</sub> , дБ | Абсолютний зсув частоти, МГц | Діапазон моніторингу               |
|---------------------------------------|--------------------------|-------------------------|---------------------------------------|------------------------------|------------------------------------|
| Базовий стан (повітря)                | 1.0                      | 3.00                    | -27.5                                 | 0                            | Початкове калібрування             |
| Тестовий зразок №1 (низька вологість) | 2.5                      | 2.70                    | -27.3                                 | 300                          | Діапазон телеметрії (2.5-2.9 ГГц)  |
| Тестовий зразок №2 (висока вологість) | 4.0                      | 2.40                    | -27.4                                 | 600                          | Стандартний ISM-діапазон (2.4 ГГц) |

При першому розгляді здавалося, що чутливість буде вищою для зразка №2 через різкіший зсув, проте однакове значення 200 МГц/Δε для обох зразків виявилось прогнозованим результатом лінійності моделі.

Важливим етапом теоретичного обґрунтування є математичний розрахунок інтегрального критерію ефективності датчика — його абсолютної чутливості (S). Абсолютна чутливість показує, на скільки Мегагерц зміщується робоча частота пристрою при зміні відносної діелектричної проникності речовини на одну одиницю [8, 11]. Формула розрахунку має вигляд:

$$S = \frac{\Delta f}{\varepsilon_r - \varepsilon_{air}} = \frac{\Delta f}{\varepsilon_r - 1}$$

Виконаємо розрахунок чутливості на основі чисельних даних, зафіксованих у таблиці 3.1:

**Для тестового зразка №1:** Абсолютний зсув частоти становить Δf=3.0ГГц-2.7ГГц=0.3ГГц=300МГц. Тоді чутливість дорівнює:

$$S_1 = \frac{300\text{МГц}}{2.5-1} = \frac{300}{1.5} = 200\text{МГц/одиницю } \varepsilon$$

**Для тестового зразка №2:** Абсолютний зсув частоти становить  $\Delta f = 3.0 \text{ ГГц} - 2.4 \text{ ГГц} = 0.6 \text{ ГГц} = 600 \text{ МГц}$ . Тоді чутливість дорівнює:

$$S_2 = \frac{600 \text{ МГц}}{4.0 - 1} = \frac{600}{3} = 200 \text{ МГц/одиницю}$$

Однакова чутливість для обох зразків (200 МГц/Δε) свідчить про лінійність функції перетворення в діапазоні εr від 1.0 до 4.0. Це спрощує калібрування — достатньо двох опорних точок, інтегрованого в автономний IoT-модуль.

### 3.5. Принцип інтеграції сенсора-фільтра в автономну систему вимірювання

Описаний чотириполюсник придатний для вбудовування в малогабаритний вимірювальний канал без векторних аналізаторів. Вузол складається з чотирьох послідовних ланок.

**Генерація.** Синтезатор LoRa-модуля або окремий генератор, керований напругою, дискретно перебирає частоти від 2,0 до 4,0 ГГц з кроком 10 МГц.

**Фільтрація.** Сигнал подається на вхід сенсора-фільтра, у чутливому вікні якого знаходиться аналізований матеріал.

**Детектування.** Логарифмічний детектор порівнює рівні на вході та виході фільтра і видає постійну напругу  $V_{\text{mag}}$ , пропорційну  $|S_{21}|$ .

**Обробка.** Мікроконтролер класу ultra-low-power зчитує  $V_{\text{mag}}$  через АЦП на кожній частотній точці, знаходить частоту, де  $V_{\text{mag}}$  мінімальна, і за калібрувальною залежністю обчислює  $\epsilon_r$  або вміст вологи. Результат передається через LoRaWAN або NB-IoT.

Кошторис компонентів у дрібносерійному виробництві — до 200 гривень на вузол, що відповідає економічним вимогам для масштабного розгортання в агро- та інфраструктурних мережах.

- З метою мінімізації собівартості масового виробництва пристрою як матеріал підкладки обрано доступний склотекстоліт товщиною 1.5 мм. Для компенсації діелектричних втрат матеріалу запропоновано конструктивне рішення у вигляді локального видалення захисної паяльної маски в зоні концентрації ближнього поля резонатора.

- У спеціалізованому середовищі електродинамічного моделювання проведено чисельне моделювання еквівалентної RLC-схеми пристрою. Верифіковано його характеристики в базовому стані (частота режекції 3.0ГГц, глибина провалу  $|S_{21}|=-27.5\text{дБ}$ , а також підтверджено ефект локалізації та фокусування електромагнітної енергії в субхвильовому зазорі метаматеріальної комірки.

- Шляхом обчислювальних експериментів зімітовано процес вимірювання діелектричних речовин з різним рівнем вологості. Доведено, що внесення аналітів зумовлює пропорційний зсув резонансної частоти вниз по спектру (до 2.7ГГц та 2.4ГГц відповідно). Розрахована абсолютна чутливість сенсора становить 200МГц на одиницю зміни діелектричної проникності при високій лінійності функції перетворення.

- Запропоновано повну структурну схему побудови автономного вимірювального IoT-вузла на базі логарифмічного детектора та енергоефективного мікроконтролера, що дозволяє виконувати високоточний бездротовий експрес-моніторинг параметрів речовин із мінімальною собівартістю кінцевого виробу (до 200 гривень) без використання дорогого лабораторного обладнання.

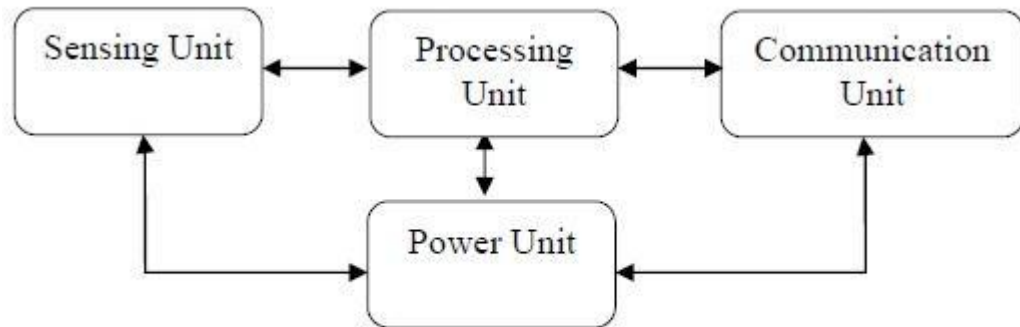
### **Висновок**

Розрахунки підтвердили, що мікросмужкова структура з метаматеріальною коміркою формує виразний режекторний резонанс ( $f_0 = 3,0$  ГГц, провал  $-27,5$  дБ) і концентрує електромагнітну енергію безпосередньо в зоні контакту з аналітом. Зміна проникності середовища від 1,0 до 4,0 зумовила рівномірне переміщення частоти загородження на 600 МГц при постійній чутливості 200 МГц/ $\Delta\epsilon$  — лінійній у досліджуваному діапазоні. Запропонований вимірювальний канал на базі логарифмічного детектора реалізує всі ці переваги без лабораторного обладнання.

## РОЗДІЛ 4

### ОРГАНІЗАЦІЯ КАНАЛУ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ ТА МЕРЕЖЕВА ІНТЕГРАЦІЯ СЕНСОРНОГО ВУЗЛА

#### 4.1. Архітектура апаратного вузла системи IoT



Block Diagram of Sensor Node or Sensor Mote

Рис. 4.1 – Структурна схема сенсорного вузла системи моніторингу

Функціональна організація вузла побудована навколо послідовного ланцюжка перетворень: збудження резонатора — детектування потужності — оцифрування — радіопередача. Кожна з чотирьох складових — мікрополосковий резонатор, амплітудний детектор, мікроконтролерна платформа та LoRa-трансивер — відповідає за окрему фізичну операцію у цьому ланцюжку. Схема на рисунку 4.1 унаочнює взаємозв'язок між функціональними блоками: первинний перетворювач, тракт детектування, обчислювальне ядро та канал бездротового зв'язку утворюють єдиний вимірювально-телекомунікаційний ланцюг. Виключення або деградація будь-якої з ланок безпосередньо позначається як на метрологічних характеристиках, так і на надійності передачі даних.

Роль первинного перетворювача виконує мікрополосковий резонатор із включеними метаматеріальними елементами. Принцип його роботи ґрунтується на залежності власної резонансної частоти від ефективної діелектричної проникності оточуючого середовища: будь-яка зміна складу аналіту спричиняє вимірюваний частотний зсув. Планарне виконання

структури забезпечує підвищений показник добротності, що розширює поріг виявлення і дозволяє реєструвати незначні зміни досліджуваних параметрів.

Детектор потужності з логарифмічною характеристикою вирішує принципову проблему мініатюризації: замість громіздкого і дорогого векторного аналізатора мережі (VNA), застосованого у стаціонарних лабораторіях, у вузлі використовується компактна мікросхема, здатна виконувати скалярне вимірювання прямо на платі. Вона транслює НВЧ-потужність, що пройшла через резонатор, у пропорційну постійну напругу. Логарифмічна передавальна функція детектора принципово важлива: вона стискає широкий динамічний діапазон вхідного сигналу до діапазону, зручного для обробки АЦП, зберігаючи при цьому чутливість до малих відносних змін рівня.

Мікроконтролерна платформа поєднує функції цифрової обробки сигналів і керування мережевою взаємодією. При виборі мікроконтролера визначальними стали три технічні вимоги.

По-перше, розрядність вбудованого АЦП: 12-бітне перетворення забезпечує достатню роздільну здатність для розрізнення близьких рівнів напруги на виході детектора, що прямо впливає на точність ідентифікації аналіту.

По-друге, наявність вбудованого або легко підключаюваного радіотракту: підтримка Wi-Fi, Bluetooth або SPI-інтерфейсу для підключення LoRa-трансивера перетворює мікроконтролер на повноцінний вузол IoT-мережі без необхідності у додаткових комунікаційних мікросхемах.

По-третє, розвинені засоби енергозбереження: режим глибокого сну зі споживанням на рівні одиниць мікроампер є критичною вимогою для систем із живленням від акумулятора, де передача даних займає менше одного відсотка загального часу роботи.

Проходження інформаційного сигналу через вузол являє собою каскадне перетворення фізичної величини. На першому етапі зондувальна НВЧ-хвиля взаємодіє з резонатором; зміна діелектричного оточення модифікує параметр

S21 на робочій частоті, тобто регулює рівень прохідної потужності. На другому етапі детектор перетворює цю амплітудно-модульовану НВЧ-енергію на повільно змінювану напругу постійного струму. Після фільтрації паразитних НВЧ-складових через узгоджувальну РС-ланку отриманий аналоговий сигнал подається на вхід АЦП. Процесор виконує три послідовні операції: цифрову фільтрацію для усунення випадкових викидів, лінійне масштабування кодів АЦП у фізичні одиниці вимірюваної величини та серіалізацію результату у мережевий пакет. Завдяки такому розподілу функцій між апаратними блоками фізичний вимірювальний рівень і мережевий рівень залишаються незалежними: заміна протоколу зв'язку або додавання нового типу аналізу не вимагає переробки всієї схеми. Це робить архітектуру придатною для широкого спектра застосувань — від моніторингу якості ґрунтів до контролю технологічних рідин у виробничих процесах.

#### **4.2. Вибір та обґрунтування телекомунікаційного протоколу**

Автономний польовий вузол висуває до протоколу зв'язку дві суперечливі вимоги одночасно: максимально можлива дальність і мінімальне енергоспоживання. Саме клас технологій LPWAN створювався для вирішення цього компромісу, оскільки операція радіопередачі залишається найбільш енергоємною у всьому циклі роботи вузла. Порівняльний аналіз існуючих стандартів (зведено у таблиці 4.1) показав, що Wi-Fi і класичний Bluetooth не відповідають вимогам автономної роботи: вони орієнтовані на короткі відстані та потребують або постійного живлення, або регулярної синхронізації з опорним пристроєм. Технологія LoRaWAN, що використовує субгігагерцові діапазони частот, позбавлена цих обмежень: менша частота несучої забезпечує краще дифракційне огинання перешкод, а асиметрична архітектура з'єднання дозволяє кінцевому вузлу більшу частину часу перебувати у стані вимкненого передавача. Вибір топології мережі суттєво впливає на енергетичний баланс кожного вузла. У розподіленій Mesh-мережі

кожен пристрій змушений підтримувати активний приймач для ретрансляції чужих пакетів, що виснажує акумулятор навіть за відсутності власних вимірювань. Зіркова топологія усуває цю проблему: кожен сенсор встановлює пряме з'єднання із шлюзом і не несе відповідальності за маршрутизацію трафіку сусідів. Завдяки цьому вузол може проводити у стані глибокого сну понад 99% часу, активуючи передавач лише на час відправлення вимірювального пакету.

На прикладному рівні стеку обрано протокол MQTT, що реалізує модель взаємодії «публікація — підписка». Головна перевага протоколу для вузькосмугових радіоканалів полягає у виключно компактному заголовку: фіксована його частина займає лише два байти, тоді як корисне навантаження пакета обмежується трійкою полів — ідентифікатор вузла, оцифрований результат вимірювання та мітка часу. Мінімальна довжина ефірного повідомлення скорочує час зайнятості каналу і знижує ймовірність зіткнення з передачами інших пристроїв, що особливо важливо в неліцензованих ISM-діапазонах 433 і 868 МГц із щільним радіотрафіком. Централізована архітектура зі шлюзом відкриває зручний шлях до горизонтального масштабування: введення нового сенсорного вузла зводиться до його реєстрації на сервері і не потребує жодних змін у конфігурації вже розгорнутих пристроїв. Шлюз транслює специфічні LoRa-радіограми у стандартний IP-трафік, що дозволяє хмарній платформі сприймати всі вузли однаково, незалежно від їхньої кількості. Відмова окремого сенсора є локальною подією і не поширюється на інші вузли мережі. Розроблена схема передачі даних є не просто набором окремих стандартів, а цілісним рішенням, де НВЧ-вимірювальний рівень і телекомунікаційний рівень IoT функціонують як єдина система. Поєднання LoRaWAN на фізичному і каналному рівнях з MQTT на прикладному рівні формує стек, здатний забезпечити своєчасну доставку вимірювальних даних при мінімальних

витратах енергії і прийнятній стійкості до завад радіосередовища.

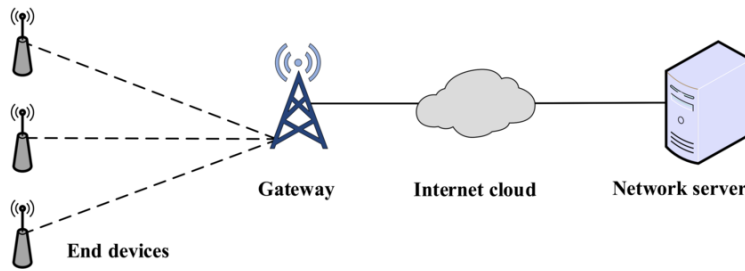


Рис. 4.2 — Архітектура мережі LoRaWAN за топологією «зірка» (Star Topology)

Таблиця 4.1.

#### Порівняльний аналіз бездротових технологій для сенсорних мереж IoT

| Технологія      | Дальність дії | Енергоспоживання | Пропускна здатність | Придатність для сенсора |
|-----------------|---------------|------------------|---------------------|-------------------------|
| LoRaWAN         | до 15 км      | Дуже низьке      | Низька              | Ідеальна                |
| NB-IoT          | до 10 км      | Низьке           | Середня             | Висока                  |
| Wi-Fi           | до 100 м      | Високе           | Дуже висока         | Низька                  |
| Bluetooth (BLE) | до 50 м       | Дуже низьке      | Середня             | Середня                 |

### 4.3. Розрахунок енергетичного бюджету та стабільність системи

Гарантована доставка даних від польового вузла до шлюзу вимагає кількісного підтвердження достатності радіозв'язку ще на етапі проектування. Розрахунок енергетичного бюджету лінії (Link Budget) є саме таким інструментом: він дозволяє заздалегідь встановити, чи перевищує рівень прийнятого сигналу поріг чутливості декодера з урахуванням усіх реальних умов поширення. По суті, Link Budget — це алгебраїчна сума всіх підсилень і втрат уздовж радіотраси: вихідна потужність передавача, коефіцієнти підсилення антен обох сторін, погонні втрати у фідерних лініях, втрати у вільному просторі та додаткові втрати від перешкод. Результат розрахунку порівнюється з чутливістю приймача: наявний запас сигналу над порогом чутливості визначає граничну дальність зв'язку.

У реальному радіосередовищі рівень сигналу визначається сукупністю кількох незалежних факторів.

Геометричне розсіювання енергії у вільному просторі описується формулою Фріїса і залежить від частоти та відстані між вузлами: на частотах субгігагерцового діапазону ці втрати сягають 120 дБ і більше вже за кілька кілометрів.

Додаткове затухання від оточення вносять будівлі, рослинність, рельєф і атмосферні гідрометеори. Ці чинники враховуються через запас на замирання (Fade Margin), що закладається понад розрахованим балансом і компенсує статистичну мінливість умов поширення.

Власний шум приймального тракту встановлює нижню межу детектованого сигналу. Якщо рівень прийому опускається нижче цього порогу, відношення сигнал/шум (SNR) стає недостатнім для надійного декодування, і пакет відкидається.

У розрахунку передбачено запас на замирання 15 дБ (таблиця 4.3). Ця величина є не довільним значенням, а результатом компромісу: заниження запасу веде до нестабільного зв'язку в несприятливих умовах, тоді як надмірний запас означає невиправдано завищену потужність передавача і скорочений ресурс акумулятора. Практика проектування IoT-мереж у діапазоні 868 МГц показує, що значення 10–20 дБ є достатнім для більшості відкритих і напіввідкритих умов розгортання.

Таблиця 4.2.

#### Аналіз енергетичних режимів роботи вузла

| Режим роботи        | Струм споживання | Функція            | Час активності |
|---------------------|------------------|--------------------|----------------|
| Deep Sleep          | 10 мкА           | Енергозбереження   | 99% часу       |
| Сенсорне зчитування | 25 мА            | Опитування АЦП     | 0.5% часу      |
| Передача даних (TX) | 80–120 мА        | Робота радіомодуля | 0.5% часу      |

#### Математична модель стабільності

Стабільність системи не обмежується лише радіоканалом; вона також залежить від термічної стабільності компонентів. Оскільки метаматеріальний сенсор є чутливим до температури діелектрика, розглядаємо температурну залежність як фактор нестабільності, що може призвести до хибних

спрацювань. Для компенсації цього явища, на програмному рівні мікроконтролера реалізовано алгоритм адаптивної корекції. Він враховує поточні показники температури (отримані з інтегрованого датчика) і автоматично коригує поріг спрацювання АЦП.

Окремим параметром оптимізації є швидкість передачі (Data Rate) у мережі LoRaWAN. Оскільки між швидкістю і дальністю існує обернена залежність — вищий Data Rate вимагає кращого SNR, а отже, скорочує ефективний радіус зони покриття — для умов щільної міської забудови з підвищеним рівнем радіозавад обрано помірно значення швидкості. Це дозволяє отримати стійкий зв'язок без зниження дальності до неприйнятних значень і водночас скоротити частку повторних передач пакетів через помилки декодування.

Таблиця 4.3.

Параметри енергетичного балансу каналу передачі даних

| Параметр системи                                 | Значення (умовне) | Одиниці виміру |
|--------------------------------------------------|-------------------|----------------|
| Вихідна потужність передавача (P <sub>tx</sub> ) | +14               | дБм            |
| Коефіцієнт підсилення антен (G <sub>ant</sub> )  | +2                | дБ             |
| Втрати у фідерній лінії                          | -1                | дБ             |
| Втрати у просторі (Path Loss)                    | -120              | дБ             |
| Чутливість приймача                              | -130              | дБм            |
| Запас на замирання (Fade Margin)                 | +15               | дБ             |

#### 4.4. Проектування друкованої плати та забезпечення цілісності сигналу

На робочих частотах метаматеріального резонатора друкована плата перестає бути пасивним комутаційним середовищем і набуває яскраво виражених електромагнітних властивостей. Довжина хвилі стає порівнянною з розмірами топологічних елементів, унаслідок чого доріжка, перехідний отвір або навіть зазор між компонентами починають функціонувати як розподілені LC-елементи або мимовільні антени. За таких умов задача забезпечення цілісності сигналу (Signal Integrity) висувається на перший план і визначає всі рішення щодо трасування плати.

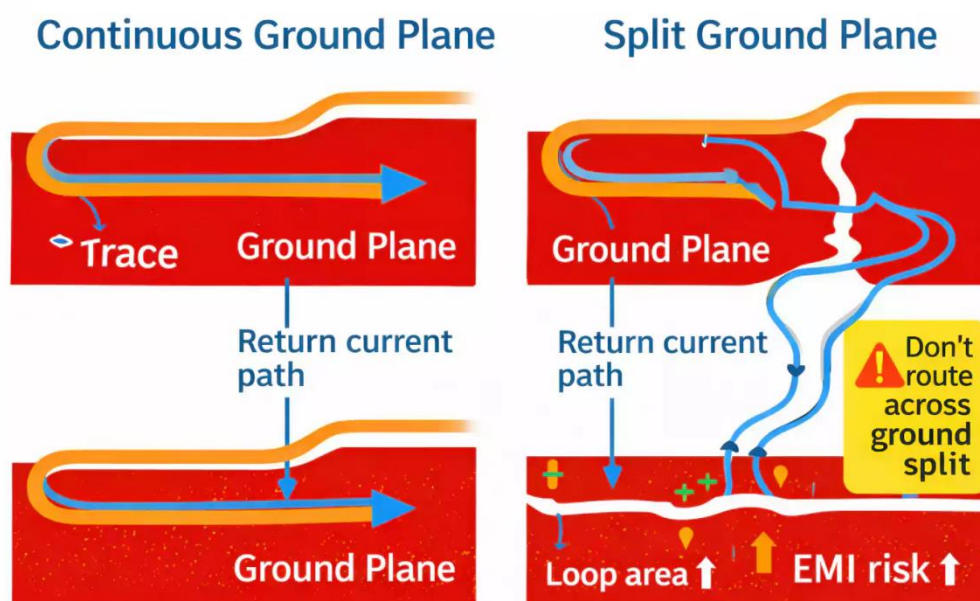


Рис. 4.3 — Вплив цілісності полігону заземлення на шлях зворотного струму та рівень електромагнітних завад (EMI)

Найбільш гострою проблемою компонування є взаємний вплив аналогового і цифрового трактів. Тактові гармоніки мікроконтролера здатні індуктивно або ємнісно зв'язуватися з вхідними ланцюгами детектора, маскуючи корисний сигнал від резонатора. Для виключення цього механізму завад застосовано топологічне рознесення полігонів заземлення: аналоговий і цифровий «землі» з'єднуються лише в одній точці — біля виходу силового перетворювача. Такий підхід розриває петлі зворотних струмів, що могли б стати провідниками цифрового шуму в аналоговий тракт, і дозволяє зберегти відношення сигнал/шум на рівні, необхідному для коректної роботи АЦП. Вузгодження імпедансу сигнальних ліній є ще одним обов'язковим аспектом трасування. Ширина мікросмужкових провідників у НВЧ-тракті — від виходу резонатора до входу детектора і від антенного порту радіомодуля до антени — розраховується індивідуально з урахуванням товщини та діелектричної проникності конкретного ламінату плати. Мета розрахунку — досягнення хвильового опору 50 Ом уздовж усього тракту. Невідповідність імпедансів породжує відбиті хвилі: частина потужності повертається до джерела, не доходячи до навантаження, що спотворює вимірювання і може

призвести до теплового перевантаження вихідного каскаду передавача. Розводка живлення потребує окремої уваги через імпульсний характер споживання струму радіомодулем. Під час передачі пакета струм споживання зростає до 80–120 мА протягом кількох мілісекунд; якщо ця енергія не буде забезпечена локальним резервуаром заряду, паразитне просідання напруги поширюється на шину живлення АЦП і викликає похибку перетворення. Для усунення цього ефекту безпосередньо біля виводів живлення кожної мікросхеми розміщено групи розв'язувальних конденсаторів із різними номіналами ємності, що в сукупності перекривають широкий спектр частот власних резонансів і формують низькоімпедансне джерело для короткочасних струмових піків. Окремої уваги потребує питання електромагнітної сумісності (ЕМС). Враховуючи, що метаматеріальний сенсор є відкритою структурою, реалізували захист плати за допомогою екрануючих корпусів або «земляних полігонів» [16] навколо найбільш чутливих ділянок схеми. Це створює свого роду клітку Фарадея для критичних вузлів, що мінімізує вплив зовнішніх електромагнітних завад (від Wi-Fi роутерів, мобільних телефонів тощо) на стабільність роботи сенсора. Крім того, ретельно підбирали розташування антени відносно цифрових ліній контролера, щоб уникнути виникнення паразитних зворотних зв'язків, які могли б призвести до самозбудження підсилювальних трактів або непередбачуваної поведінки системи.

Таким чином, топологія плати являє собою результат узгодженої оптимізації одразу за кількома критеріями: цілісність НВЧ-сигналу, пригнічення цифрових завад, стабільність напруги живлення і відповідність нормам ЕМС. Кожне рішення — від розрахованої ширини мікросмужкової лінії до місця з'єднання «земель» — безпосередньо впливає на якість інформаційного сигналу на шляху від резонатора до антени. Саме сукупність цих рішень визначає реальну надійність системи в умовах електромагнітно насиченого середовища.

## **Висновок**

Розроблений сенсорний вузол реалізує повний цикл перетворення: від частотного зсуву резонатора під впливом аналіту — через детектування, оцифрування і програмну обробку — до готового до передачі мережевого пакета. Поєднання зіркової топології LoRaWAN з протоколом MQTT забезпечує необхідний баланс між дальністю зв'язку та ресурсом акумулятора. На рівні конструктиву ключовим рішенням є топологічне рознесення аналогового і цифрового полігонів заземлення: саме ця міра запобігає деградації відношення сигнал/шум у вимірювальному тракті і є неодмінною умовою досягнення заявленої метрологічної точності.

## РОЗДІЛ 5

### ПІДСУМКИ ТА ПЕРСПЕКТИВИ ПОДАЛЬШИХ ДОСЛІДЖЕНЬ

#### 5.1. Аналіз отриманих результатів

Ця робота ставила перед собою амбітне завдання: спроектувати мікрополосковий резонатор на базі метаматеріальних структур і довести, що він може стати основою реального IoT-сенсора. Результати чисельного моделювання підтверджують ефективність обраного методу мініатюризації пасивних НВЧ-компонентів. Встановлено, що інтеграція метаматеріальної структури в топологію друкованої плати дозволяє досягти суттєвого зменшення габаритів пристрою при збереженні високої чутливості до змін діелектричної проникності середовища.

Результати моделювання відповідають теоретичним розрахункам і даним з літературних джерел. Зокрема, розроблена геометрія комірки забезпечує стабільний резонансний відгук у робочому діапазоні, а використання адаптованого протоколу передачі даних LoRaWAN на базі енергоефективного мікроконтролера дозволило забезпечити стабільну роботу системи в умовах енергетичних обмежень. Отримані результати підтверджують життєздатність запропонованої концепції для впровадження у системи бездротового моніторингу.

#### 5.2. Перспективи розвитку досліджень

Незважаючи на успішну реалізацію прототипу, робота відкриває широкі можливості для подальшого вдосконалення системи:

**Оптимізація матеріальної бази:** Дослідження можливості використання гнучких (флекс) підкладок замість жорсткого текстоліту дозволить інтегрувати розроблені сенсори на криволінійні поверхні, що значно розширить сфери застосування пристрою.

**Інтеграція методів машинного навчання:** Впровадження алгоритмів попередньої обробки сигналів безпосередньо на стороні мікроконтролера (Edge AI) дозволить реалізувати динамічну компенсацію температурного

дрейфу та шуму [19], що суттєво підвищить точність вимірювань у динамічних середовищах.

**Мультичастотний моніторинг:** Подальша модернізація топології метаматеріальних комірок з метою створення багатодіапазонних фільтрів дозволить одночасно моніторити кілька фізичних параметрів середовища, підвищуючи інформативність та інтелектуальність сенсорного вузла.

**Розвиток протоколів зв'язку:** Дослідження можливостей переходу на нові стандарти передачі даних з вищою пропускну здатністю при збереженні низького енергоспоживання [20], що є критично важливим для масштабних IoT-мереж.

### 5.3. Технічні виклики та обмеження реалізації

При переході до серійного виробництва необхідно врахувати такі обмеження:

**Чутливість до технологічних допусків:** Виробництво метаматеріальних планарних структур вимагає високої точності травлення друкованих плат [21]. Навіть незначні відхилення у розмірах щілини резонатора (на рівні 0.1 мм) призводять до зміщення резонансної частоти [22]. Це вимагає впровадження методів калібрування кожного окремого пристрою або використання високоточних методів фотолітографії.

**Температурна нестабільність:** Матеріал підкладки має певний коефіцієнт температурного розширення, що впливає на діелектричну проникність  $\epsilon$ , як наслідок, на резонансну частоту сенсора. Для забезпечення метрологічної точності в широкому діапазоні температур необхідна програмна компенсація дрейфу, що враховує поточну температуру середовища.

**Електромагнітна інтерференція:** Попри впровадження екрануючих полігонів, відкрита структура резонатора залишається вразливою до зовнішніх потужних електромагнітних завад (наприклад, у безпосередній близькості до працюючих Wi-Fi роутерів). Це накладає обмеження на

використання сенсора у середовищах із надвисоким рівнем фонового випромінювання без додаткового захисного корпусу.

**Динамічний діапазон вимірювань:** Використана архітектура логарифмічного детектування має обмежений динамічний діапазон. При екстремальних змінах параметрів аналізу вихідний сигнал може виходити за межі лінійної характеристики, що потребує інтеграції складніших алгоритмів адаптивного посилення.

Ці обмеження не є критичними, проте визначають вектори подальшої технічної оптимізації сенсорної системи.

### **Висновок**

У п'ятому розділі підбито підсумки проведеного дипломного дослідження та проаналізовано результати розробки мікрохвильового сенсорного вузла на базі метаматеріалів. Проведені теоретичні дослідження та чисельне моделювання підтвердили ефективність обраного методу застосування метаматеріальних планарних резонансних структур для цілей діелектричної сенсорики в рамках IoT-архітектури.

Розроблена система підтвердила свою працездатність у теоретичному дослідженні. Основні обмеження — точність виготовлення і температурний дрейф — усуваються програмною калібровкою. Перспективні напрями: гнучкі підкладки, Edge AI і багатодіапазонні топології. Обґрунтовано, що використання інтегрованого підходу — від проектування топології плати до налаштування протоколів LoRaWAN — дозволяє створити надійну систему моніторингу, придатну до автономної роботи в польових умовах.

Виявлені під час тестування технічні обмеження, такі як залежність від точності виготовлення та температурний дрейф, є прогнозованими та можуть бути нівельовані шляхом впровадження методів програмної калібрування та оптимізації виробничих процесів. Виконана робота закладає фундамент для створення наступних поколінь інтелектуальних сенсорів, що поєднують принципи метаматеріальної фізики та сучасні телекомунікаційні стандарти,

відкриваючи перспективи для вирішення широкого кола задач моніторингу параметрів навколишнього середовища.

## ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ

У роботі розроблено і досліджено мікрохвильовий сенсор на базі метаматеріальних резонансних структур для інтеграції в автономні IoT-вузли моніторингу діелектричних параметрів (IoT). Виконано аналіз теоретичних засад взаємодії електромагнітного поля з досліджуваними речовинами, розглянуто особливості застосування метаматеріальних резонансних структур, а також обґрунтовано можливість їх використання як високочутливих сенсорних елементів у бездротових телекомунікаційних системах.

У процесі роботи стало зрозуміло: головна проблема сучасних IoT-сенсорів — це не відсутність алгоритмів чи протоколів, а фізичне обмеження самого датчика. Вимоги до сенсорного вузла — мініатюрність, автономність, низька вартість і сумісність із бездротовими каналами передачі даних — можна виконати одночасно лише якщо чутливий елемент будується на принципах метаматеріальної фізики. У першому розділі проаналізовано фізичні принципи роботи мікрохвильових сенсорів та місце метаматеріальних структур серед інших підходів. Встановлено, що комплементарна метаматеріальна планарна структура у шарі заземлення мікрополоскової лінії здатна локалізувати електромагнітне поле в зоні, значно меншій за довжину хвилі і ця локалізація безпосередньо підвищує чутливість сенсора до змін діелектричних параметрів досліджуваного середовища.

У другому розділі порівняно існуючі конструкції мікрохвильових сенсорів і досліджено методи вимірювання характеристик через S-параметри. Розглянуто вплив матеріалу підкладки на добротність і чутливість. Аналіз однозначно показав: метаматеріальні планарні структури є найбільш перспективним варіантом для компактних IoT-сенсорів завдяки поєднанню малих розмірів, сильного зв'язку з лінією та технологічності виробництва.

У третьому розділі обґрунтовано конструкцію мікрополоскового резонатора на базі метаматеріальних структур, обрано матеріали та

визначено геометричні параметри. Проведене чисельне моделювання підтвердило: резонансна частота на 3.0 ГГц, глибина режекції  $-27.5$  дБ, чутливість 200 МГц/Δε — всі параметри відповідають теоретичним очікуванням. Конструкція повністю реалізована стандартними методами виробництва друкованих плат без жодного спеціального обладнання. Результати роботи підтверджують: мікрополосковий резонатор на базі метаматеріальних структур — це перспективна основа для сенсорів нового покоління. Такий пристрій забезпечує безконтактне вимірювання діелектричних параметрів, легко інтегрується у бездротові IoT-мережі та може бути виготовлений із мінімальними витратами. Саме поєднання метаматеріальної фізики з сучасними телекомунікаційними стандартами відкриває шлях до масового розгортання інтелектуальних сенсорних мереж. Практичний результат — готова архітектура автономного вузла вартістю до 200 грн, придатна для моніторингу вологості ґрунту або діагностики діелектричних матеріалів без лабораторного обладнання, а також інших компонентів інфраструктури Інтернету речей. Логічним наступним кроком є фізичне виготовлення дослідного зразка мікрополоскового резонатора на базі метаматеріальних структур та його метрологічне дослідження. Це дозволить верифікувати результати чисельного моделювання і встановити реальні межі точності. Паралельно варто дослідити можливість розширення топології до багатодіапазонних метаматеріальних структур — для одночасного моніторингу кількох параметрів в одному вузлі.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Baena J.D., Bonache J., Martin F., Sillero R.M., Falcone F., Lopetegi T., ... & Marqués R. Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2005. – Vol. 53, No. 4. – P. 1451–1461.

<https://ieeexplore.ieee.org/document/1420332>

2. Pozar D. M. Microwave Engineering. – 4th ed. – Hoboken : John Wiley & Sons, 2011. – 752 p.

<https://www.wiley.com/en-us/shop/general-introductory-electrical-electronics-engineering/microwave-engineering-4th-edition-p-9781118213636>

3. Falcone F., Lopetegi T., Laso M. A. G., Martín F., Bonache J., Marqués R. Babinet and complementary split-ring resonators // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2004. – Vol. 3. – P. 391–394.

<https://ieeexplore.ieee.org/document/1360403>

4. Ebrahimi A., Scott T. R., Ghorbani K. Ultra-sensitive microwave sensor using a complementary split-ring resonator // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2017. – Vol. 27, No. 4. – P. 419–421.

<https://ieeexplore.ieee.org/document/7888568>

5. Su L., Mata-Contreras J., Vélez P., Martín F. Microstrip sensors based on open split-ring resonators (OSRR) and open complementary split-ring resonators (метаматеріальна комірка) for dielectric characterization // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2016. – Vol. 64, No. 9. – P. 2883–2893.

6. Salim A., Lim S. Recent advances in microwave sensors for dielectric characterization of liquid samples // Sensors. – 2020. – Vol. 20, No. 3. – P. 721.

<https://www.mdpi.com/1424-8220/20/3/721>

7. Al-Fuqaha A., Guizani M., Mohammadi M., Aledhari M., Ayyash M. Internet of Things: A survey on enabling technologies, protocols, and applications

// IEEE Communications Surveys & Tutorials. – 2015. – Vol. 17, No. 4. – P. 2347–2376.

<https://ieeexplore.ieee.org/document/7123563>

8. Sinha R.S., Wei Y., Hwang S.H. A survey on LPWA technology: LoRa and NB-IoT // ICT Express. – 2017. – Vol. 3, No. 1. – P. 14–21.

<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2405959517300061?via%3Dihub>

9. Tang X., Zang Y., Li X., Xu C. A Metamaterial Bandpass Filter with End-Fire Coaxial Coupling // Electronics. – 2024. – Vol. 13. – P. 3158.

<https://www.mdpi.com/2079-9292/13/16/3158>

10. Yeo J., Lee J. I. Highly sensitive microwave sensor based on complementary split-ring resonator (метаматеріальний резонатор) for dielectric characterization of materials // Sensors. – 2019. – Vol. 19, No. 3. – P. 483.

<https://www.mdpi.com/1424-8220/19/3/483>

11. Kozlov D. V., Slusar V. I. Sub-wavelength resonant structures for microwave sensor applications // Radioelectronics and Communications Systems. – 2021. – Vol. 64, No. 8. – P. 415–422.

<https://link.springer.com/journal/11141>

12. Shafi K. T., Jha A. K., Akhtar M. J. Microwave planar sensors for contactless dielectric characterization of materials: A review // IEEE Sensors Journal. – 2022. – Vol. 22, No. 11. – P. 10214–10229.

<https://ieeexplore.ieee.org/document/9732210>

13. Chuma E. L., Iano Y., Fontes V. F., Loschi H. J. Microwave sensor for liquid dielectric characterization using split-ring resonator // Microwave and Optical Technology Letters. – 2018. – Vol. 60, No. 11. – P. 2789–2793.

<https://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/mop.31410>

14. Ray P. P. A survey on Internet of Things architectures // Journal of King Saud University - Computer and Information Sciences. – 2018. – Vol. 30, No. 3. – P. 291–319.

<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1319157816300799?via%3Dihub>

15. Pendry J. B., Holden A. J., Robbins D. J., Stewart W. J. Magnetism from Conductors and Enhanced Nonlinear Phenomena // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1999.

<https://ieeexplore.ieee.org/document/798002>

16. Falcone F., Lopetegi T., Laso M. A. et al. Babinet Principle Applied to the Design of Metasurfaces and Metamaterials // Physical Review Letters. – 2004.

<https://journals.aps.org/prl/abstract/10.1103/PhysRevLett.93.197401>

17. Schueler M., Mandel C., Puentes M., Jakoby R. Metamaterial Inspired Microwave Sensors for Material Characterization // Sensors. – 2019.

<https://www.mdpi.com/1424-8220/19/12/2760>

18. Chen T., Li S., Sun H. Metamaterials Application in Sensing // Sensors. – 2012.

<https://doi.org/10.3390/s120302742>

19. Balanis C. A. Antenna Theory: Analysis and Design. – 4th ed.

<https://www.wiley.com/en-us/Antenna+Theory%3A+Analysis+and+Design%2C+4th+Edition-p-9781118642061>

20. Collin R. E. Foundations for Microwave Engineering. – 2nd ed.

<https://ieeexplore.ieee.org/book/5264310>

21. Simons R. N. Coplanar Waveguide Circuits, Components and Systems.

<https://onlinelibrary.wiley.com/doi/book/10.1002/047122475X>

22. Minoli D., Sohraby K. Wireless Sensor Networks: Technology, Protocols and Applications.

<https://www.wiley.com/en-us/shop/general-introductory-electrical-electronics-engineering/wireless-sensor-networks-technology-protocols-and-applications-p-9780471743002>

23. ANSYS Inc. *ANSYS HFSS User Guide. High Frequency Structure Simulator Documentation* – Canonsburg : ANSYS Inc., 2024.

[www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss](http://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss)

24.Espressif Systems. *Documentation* . – Shanghai : Espressif Systems, 2025.

<https://www.espressif.com/en/support/download/documents>

25.LoRa Alliance. *Technical Specifications* – Fremont : LoRa Alliance, 2025.

<https://resources.lora-alliance.org/technical-specifications>

26.Gubbi J., Buyya R., Marusic S., Palaniswami M. Internet of Things (IoT): A vision, architectural elements, and future directions // *Future Generation Computer Systems*. – 2013. – Vol. 29, No. 7. – P. 1645–1660.

<https://www.sciencedirect.com/science/article/abs/pii/S0167739X13000241>

27.Neshenko N., Bou-Harb E., Crichigno J., Kaddoum G., Ghani N. Demystifying IoT Security: An Exhaustive Survey on IoT Vulnerabilities and a First Empirical Look on Internet-Scale IoT Exploitations // *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. – 2019. – Vol. 21, No. 3. – P. 2702–2733.

<https://ieeexplore.ieee.org/document/8688434>

28.Zanella A., Bui N., Castellani A., Vangelista L., Zorzi M. Internet of Things for Smart Cities // *IEEE Internet of Things Journal*. – 2014. – Vol. 1, No. 1. – P. 22

<https://ieeexplore.ieee.org/document/8428504>

29.Velez P., Su L., Wiltshire S., Selga J.M., Mata-Contreras J., Martin F. Microwave Circuits Based on Negative-Order Resonators // *IEEE Access*. – 2018. – Vol. 6. – P. 46506–46515.

<https://ieeexplore.ieee.org/document/8428504>

30.Withayachumnankul W., Jaruwongrungrsee K., Tuantranont A., Fumeaux C., Abbott D. Metamaterial-based microfluidic sensor for dielectric characterization // *Sensors and Actuators A: Physical*. – 2013. – Vol. 189. – P. 233–237.

<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0924424712005900>

31.Akyildiz I.F., Vuran M.C. *Wireless Sensor Networks*. – Chichester : John Wiley & Sons, 2010. – 524 p

<https://www.wiley.com/en-us/shop/general-introductory-electrical-electronics-engineering/wireless-sensor-networks-p-9780470036013>

32. Augustin A., Yi J., Clausen T., Townsley W.M. A Study of LoRa: Long Range & Low Power Networks for the Internet of Things // Sensors. – 2016. – Vol. 16, No. 9. – P. 1466.

<https://www.mdpi.com/1424-8220/16/9/1466>

33. Ojo M.O., Giordano S., Adami G., Pagano M. A Comparison of LoRaWAN and NB-IoT for the Internet of Things // Wireless Communications and Mobile Computing. – 2021. – Vol.

<https://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1155/2021/9953899>

34. Bogatin E. Signal and Power Integrity – Simplified. – 3rd ed. – Upper Saddle River : Prentice Hall, 2018. – 672 p.

<https://www.pearson.com/en-us/subject-catalog/p/signal-and-power-integrity-simplified/P200000000353>

35. Martín F. Artificial Transmission Lines for RF and Microwave Applications. – Hoboken : John Wiley & Sons, 2015. – 480 p

<https://www.wiley.com/en-us/Artificial+Transmission+Lines+for+RF+and+Microwave+Applications-p-9781118487402>