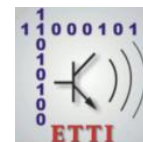




**UNIVERSITATEA POLITEHNICA  
DE BUCURESTI**



**Scoala Doctorala de Electronica, Telecomunicatii  
și Tehnologia Informației**

**Decizia nr. 831 de la 15-04-2022**

# **REZUMAT TEZĂ DE DOCTRAT**

**Ing. Amer Abbood Osman AL-BEHADILI**

---

**CARACTERIZAREA MATERIALELOR SOLIDE ȘI  
LICHIDE PE BAZĂ DE SENSORI MICROSTRIP DE  
SENSIBILITATE MARE  
CHARACTERIZING BOTH SOLID AND LIQUID  
MATERIALS BASED ON HIGH SENSITIVITY  
MICROSTRIP SENSORS**

---

## **COMISIA DE TEZĂ**

<b>Prof. dr. ing. Heorghe BREZEANU</b> Universitatea Politehnica din București	Președinte
<b>Prof. dr. ing. Teodor PETRESCU</b> Universitatea Politehnica din București	Conducător de doctorat
<b>Prof. dr. ing. Tudor Petru PALADE</b> Universitatea Tehnică din Cluj Napoca	Referent
<b>Prof. dr. ing. Ioan NICOLAESCU</b> Academia Tehnică Militară	Referent
<b>Conf. dr. ing. Iulia Andreea MOCANU</b> Universitatea Politehnica din București	Referent

**BUCUREȘTI 2023**

---

# Mulțumiri

În primul rând, aș dori să-i mulțumesc prof. dr. ing. Teodor Mihai PETRESCU conducătorul meu de doctorat. Timp de trei ani, supervizorul meu m-a sprijinit în toate demersurile de a-mi dezvolta abilitățile în domeniul ingineriei microundelor. Îmi apreciez foarte mult răbdarea și abilitatea sa de a-mi scoate în evidență tot ce am mai bun în acest domeniu. Schimbul de idei dintre între noi a fost foarte productiv. Subiectul propus de mine a fost studiat și investigat împreună cu supervizorul meu. Au fost discutate și clarificate foarte multe subiecte legate de domeniul ingineriei microundelor ceea ce a condus la ridicarea nivelului tezei. Îmi sunt recunoscător pentru toate acestea, materializate în rezultatele obținute în teza de doctorat.

În al doilea rând, aș dori să-i mulțumesc dr. ing. Iulia MOCANU din cadrul Facultății de Electronică, Telecomunicații și Tehnologia Informației a Universității POLITEHNICA din București pentru ajutorul oferit în depășirea multor dificultăți pe care le-am întâmpinat în fabricarea și măsurarea structurilor propuse în teză, ca și pentru publicarea rezultatelor în reviste cu factor de impact ridicat. Apreciez la cel mai înalt nivel sprijinul său.

Mulțumesc foarte mult Prof. Dr. Ing. George LOJEWSKI și Conf. Dr. Ing. Nicolae MILITARU pentru sfaturile și sprijinul acordat în vederea aducerii la cea mai bună formă a tezei.

Exprim și sincera mea recunoștință tuturor românilor cu care am fost în contact, nu numai celor din Politehnică, pentru modul în care au interacționat cu mine. În cele din urmă, adresez cele mai profunde mulțumiri familiei mele.

# Conținut

<b>1</b>	<b>Introducere .....</b>	<b>1</b>
1.1	Metode de detecție non-rezonante din literatura de specialitate ...	1
1.1.1	Metoda de transmisie/reflexie .....	2
1.1.2	Metoda de reflexie (sondă coaxială cu capăt deschis) .....	2
1.1.3	Metoda spațiului liber.....	2
1.2	Metode de detecție rezonantă din literatura de specialitate .....	2
1.3	Prezentarea domeniului tezei de doctorat.....	5
1.4	Scopul tezei de doctorat.....	5
1.5	Conținutul tezei de doctorat.....	6
<b>2</b>	<b>Tehnici de extracție a permitivității complexe .....</b>	<b>8</b>
2.1	Extragerea permitivității complexe utilizând modelarea matematică.....	8
2.1.1	Modelul de potrivire a curbei polinomiale.....	8
2.1.2	Modelul celor mai mici pătrate bazat pe atenuarea de vârf.....	9
2.1.3	Modelul celor mai mici pătrate bazat pe factorul de calitate.....	9
2.1.4	Ecuția de relaxare Debye.....	9
2.1.5	Metode de învățare automată.....	10
<b>3</b>	<b>Metodă nouă de extragere a circuitului echivalent al celulei unității CSRR.</b>	<b>10</b>
3.1	Descrierea tehnicii.....	10
<b>4</b>	<b>Senzor CSRR cu sensibilitate ridicată pentru caracterizarea materialului.....</b>	<b>14</b>
4.1	Proiectarea și analiza structurii .....	14
4.2	Compararea și analiza sensibilității CSRR cu și fără deschidere....	15
4.3	Alegerea modelului sensorului.....	16
4.4	Determinarea permitivității probei.....	17
4.5	Rezultatele comparației senzorilor CSRR cu și fără deschidere.....	18
<b>5</b>	<b>Senzor SRR modificat pentru măsurători precise ale permitivității complexe a dielectricilor solizi.....</b>	<b>20</b>
5.1	Proiectarea sensorului SRR modificat.....	20
5.1.1	Structuri rezonante cu selectivitate ridicată.....	20

5.1.2 Analiza frecvențelor de rezonanță .....	20
5.1.3 Deducerea părții reale a permitivității.....	21
5.1.4 Deducerea părții imaginare a permitivității .....	23
5.2 Rezultate.....	25
<b>6 Senzor diferențial microstrip pentru caracterizarea permitivității complexe a unui amestec de fluide organice</b>	<b>27</b>
6.1 Dispunerea senzorului .....	27
6.2 Rezultate.....	30
6.3 Discuții.....	33
<b>7 Concluzii.....</b>	<b>35</b>
7.1 Concluziile capitolului 3.....	35
7.2 Concluziile capitolului 4.....	36
7.3 Concluziile capitolului 5.....	36
7.4 Concluziile capitolului 6.....	37
7.5 Lista contribuțiilor personale.....	37
7.6 Lista publicațiilor.....	39
7.7 Perspective de continuare a cercetărilor în viitor.....	39
<b>Bibliografie .....</b>	<b>42</b>

# Capitolul 1

## Introducere

Această teză de doctorat va studia măsurătorile constantei dielectrice bazate pe senzori cu microunde care sunt realizați cu structuri microstrip. În ultimii câțiva ani, măsurarea precisă a proprietăților materialelor a fost o preocupare majoră. Există o cerință tot mai mare pentru detecția de la distanță în diverse domenii, cum ar fi cele ale fizicii, chimiei, aplicațiilor militare, biologiei [1] și monitorizării sănătății [2][3].

În general, tehnicile cu microunde evidențiază două tipuri de metode de caracterizare a proprietăților materialelor: tehnici nerezonante, care se bazează pe fenomenele de propagare, precum și tehnici de rezonanță care se bazează pe fenomenele de rezonanță. Abordările non-rezonante sunt utilizate pentru a furniza informații cuprinzătoare despre caracteristicile electromagnetice într-un interval mare de frecvență, în timp ce tehnicile rezonante sunt utilizate pentru a obține informații precise despre proprietățile dielectrice la o singură frecvență sau la mai multe frecvențe discrete. Atât tehnicile nerezonante cât și cele rezonante sunt frecvent utilizate pentru a obține cunoașterea precisă a proprietăților materialelor prin modificarea informațiilor obținute pe un interval de frecvență specific [4].

### **1.1 Metode de detecție non-rezonante din literatura de specialitate**

Reflexia semnalului și măsurătorile de transmisie/reflexie sunt componentele principale ale sistemelor de detectare nerezonante. Proprietățile materialului sunt extrase dintr-o măsurătoare de reflexie bazată pe reflectarea semnalului de probă din cauza discontinuității impedanței introduse de eșantion în interiorul unei structuri de tip linie de transmisiune. Caracteristicile materialului sunt extrase dintr-o măsurătoare de transmisie/reflexie bazată pe semnalul reflectat de eșantion, pe semnalul transmis prin eșantion și pe ecuațiile relevante care asociază parametrii de repartiție ai secțiunii liniei de transmisiune încărcate cu materialul eșantionului.

### **1.1.1 Metoda de transmisie/reflexie**

O măsurătoare folosind metoda de transmisie/reflexie implică plasarea unei mostre de material supus testării, MUT, într-un segment de linie de transmisiune și măsurarea parametrilor de repartiție, parametrilor  $S$  ai diportului, cu un analizor de rețea vectorială, VNA. Măsurarea semnalelor reflectate,  $S_{11}$ , și transmise,  $S_{21}$ , face parte din abordare.

### **1.1.2 Metoda de reflexie (sondă coaxială cu capăt deschis)**

În această tehnică, caracterizarea materialului este măsurată prin aplicarea acestuia pe fața plată a unui material solid sau prin imersarea sondei într-un lichid. Coeficientul de reflexie  $S_{11}$  va fi măsurat utilizând un analizor de rețea vectorială și va fi folosit un model analitic adecvat pentru a determina permitivitatea [5].

### **1.1.3 Metoda spațiului liber**

Tehnica spațiului liber permite măsurarea materialelor la temperaturi ridicate sau în alte condiții ostile. Procedura funcționează într-o gamă largă de frecvențe, iar măsurarea necesită un eșantion mare de material plat. Două antene (de transmisie și de recepție) sunt în mod normal montate împreună și conectate la un analizor de rețea.

## **1.2 Metode de detecție rezonantă din literatura de specialitate**

Tehnicile rezonante sunt utilizate pentru a descrie proprietățile unui material cu o mai mare precizie și sensibilitate în comparație cu tehnicile nerezonante. Metodele rezonante se bazează, în general, pe modificarea proprietăților rezonatorului (frecvența de rezonanță și factorul de calitate) ca urmare a perturbării câmpurilor electromagnetice ale rezonatorului de către eșantionul testat, denumită în mod obișnuit „tehnica perturbării cavității” [4].

În această tehnică sunt utilizate rezonatoare electrice minuscule cvasi-statice; ele sunt în general realizate cu o buclă și o deschidere care împarte bucla în două secțiuni. Curentul care circulă prin buclă induce o inductanță, iar deschiderea dintre bucle crează o capacitate, rezultând o structură electrică minusculă care rezonază. Există multe tipuri de structuri rezonante disponibile care sunt propuse pentru caracterizarea proprietăților electrice ale materialelor ca în [6].

Pentru a rezuma cele de mai sus, Tabelul 1.1 prezintă o trecere în revistă generală a diferitelor tehnici de măsurare și metode de conversie, precum și avantajele și dezavantajele acestora [7]–[9]. Teza de doctorat s-a focalizat, în principal, pe

metodele rezonante și pe metodele lor de conversie pentru extragerea proprietăților dielectrice ale materialelor în ceea ce privește permitivitatea complexă.

**Tabelul 1.1** Comparații ale celor mai utilizate metode [10].

<b>Tehnici de măsurare</b>	<b>Avantaje</b>	<b>Dezavantaje</b>	<b>Materiale în curs de testare</b>	<b>Metode de conversie</b>	<b>Viteză</b>	<b>Precizie</b>
Transmisie și reflexie	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Folosite pentru măsurarea probelor cu pierderi medii spre mari</li> <li>- Folosite pentru a determina atât permitivitatea cât și permeabilitatea</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Precizia limitată a acurateții măsurătorilor efectelor aer-deschidere</li> <li>- Precizie scăzută pentru o probă a cărei lungime este multiplu de o jumătate de lungime de undă în materiale</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Solid</li> <li>- Lichid</li> <li>- Suprafața plană</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- NRW</li> <li>- NIST iterativ</li> <li>- Nou non-iterativ</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Rapid</li> <li>Încet</li> <li>Rapid</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Mediu</li> <li>Bun</li> <li>Bun</li> </ul>
Sondă coaxială deschisă	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Pregătirea ușoară a probei</li> <li>- Măsurare pentru un număr mare de probe în scurt timp după calibrarea</li> <li>- Măsurarea poate fi efectuată în mediu cu temperatură controlată</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Acceptă doar măsurarea reflexiei</li> <li>- Afectat de spațiul de aer pentru măsurarea în eșantion</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Lichide</li> <li>- Eșantioane biologice</li> <li>- Semisolide</li> </ul>	RFM	Rapid	Bun
Spatiu liber	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Potrivit pentru măsurare în înaltă frecvență</li> <li>- Permite măsurători nedistructive</li> <li>- Măsoară materialul testat în condiții ostile</li> <li>- Evaluează atât permitivitatea cât și permeabilitatea</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Necesita un material mare și plat supus testului</li> <li>- Reflexii multiple între suprafața probei și antenă</li> <li>- Efecte de difracție la marginea probei</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Materiale la temperaturi ridicate</li> <li>- Solid plat mare</li> <li>- Gaz</li> <li>- Lichid fierbinte</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- NIST iterativ</li> <li>- Nou non-iterativ</li> <li>- NRW</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Încet</li> <li>Rapid</li> <li>Rapid</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Bun</li> <li>Bun</li> <li>Mediu</li> </ul>
Metode rezonante	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Potrivite pentru măsurarea probelor mici</li> <li>- Atât proba, cât și cavitatea, sunt analizate folosind o expresie aproximativă</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Necesită analizor de rețea vectorială (VNA)</li> <li>- Exclusiv pentru benzi înguste de frecvență</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Materiale solide în formă de tijă</li> <li>- Gaz</li> <li>- Lichide</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Frecvență</li> <li>- Factori de calitate</li> <li>- Parametrii S</li> </ul>	Încet	Bun



## 1.3 Prezentarea domeniului tezei de doctorat

Evoluțiile moderne în domeniul senzorilor planari cu microunde au generat un nou interes în aplicațiile biologice, industriale, medicale și chimice, care sunt destinate să efectueze măsurători în timp real ale proprietăților materialului. Evoluția senzorilor planari cu microunde de înaltă sensibilitate este dorită pentru măsurători de permitivitate complexe de înaltă precizie în scopul de a observa micile schimbări între diferitele specimene de material. Prin urmare, domeniul acestei teze este de a studia, analiza, proiecta și fabrica senzori planari moderni cu microunde și de a răspunde provocărilor ulterioare legate de sensibilitate și selectivitate. Mai mult, tehnicile de extracție ale permitivității complexe (cu părți reale și imaginare) au fost discutate pe baza diferitelor abordări ale modelelor matematice.

## 1.4 Scopul tezei de doctorat

Obiectivul acestei teze este focalizarea mai ales pe metodele rezonante și metodele lor de conversie care se bazează pe senzori planari în tehnologie microstrip pentru a extrage proprietățile dielectrice ale materialelor în ceea ce privește permitivitatea complexă (partea reală și partea imaginară). În această teză au fost investigate trei modele noi de senzori de planari în tehnologie microstrip pentru caracterizarea materialelor solide și lichide. Două din cele trei modele au fost fabricate și testate, iar cel de al treilea model a fost doar simulat din cauza limitărilor producției. Unul dintre aceste modele urmărește, de asemenea, să estimeze hidratarea corpului uman prin testarea urinei, în plus față de permitivitatea complexă a urinei testate. Au fost obținute câteva modele matematice pentru fiecare senzor în scopul determinării, cu precizie ridicată, a permitivității complexe a probei.

Obiectivele principale ale acestei teze sunt:

- proiectarea și realizarea de senzori bazați pe structuri rezonatoare microstrip extrem de sensibili pentru diferite aplicații de detectare;
- intenția de a proiecta structura pe baza substratului FR-4 disponibil, care poate fi fabricat cu ușurință, pe un singur strat de metal;
- simplificarea procesului de producție prin testarea probei în cea mai simplă metodă, cum ar fi gravarea unui canal de microfluid etc.;
- investigarea permitivității complexe efectuată prin simulator electromagnetic, model matematic și măsurători;
- publicarea rezultatelor în reviste cu factori de impact ridicat.

## 1.5 Conținutul tezei de doctorat

După trecerea în revistă, prezentată în capitolul 1, cu privire la diferitele studii și exemple de implementare a senzorilor planari cu microunde în caracterizarea materialelor, capitolul 2 analizează modelele matematice pentru extracția complexă a permitivității, evoluțiile recente și direcțiile lor de perspectivă. Acest capitol se concentrează în principal asupra tehnicilor de extracție a permitivității complexe pe rezonatoare plane bazate pe senzori de microunde pentru extracția proprietăților unor materiale, cum ar fi amestecurile binare solide și lichide. Cele mai importante tehnici care se bazează pe metode rezonante și metodele lor de transformare pentru extragerea permitivității complexe a materialelor sunt: modelul de ajustare a curbei polinomiale, modelul bazat pe cele mai mici pătrate, ecuația de relaxare Debye și metodele de învățare automată.

În capitolul 3, este propusă o nouă abordare pentru extragerea parametrilor electrici ai circuitului echivalent al liniei de transmisie încărcate cu rezonatoare cu de tip Complementary Split Ring Resonators (CSRR), bazată pe banda de frecvență în care apare permitivitatea electrică negativă. Din acest motiv s-a propus CSRR cuplat la linia de transmisie microstrip și este investigat comportamentul benzii de frecvență în care apare permitivitatea negativă, pentru a preciza frecvențele fundamentale care sunt necesare pentru a calcula parametrii electrici ai circuitului echivalent. Procedura furnizează caracteristicile electrice ale CSRR (inductanță, capacitate și frecvențe de rezonanță intrinseci). Modelul de circuit echivalent obținut al liniei de transmisie încărcată CSRR a fost simulat și s-a obținut un bun acord între rezultatele obținute din simulare și cele din modelul de circuit echivalent. Validitatea ulterioară a abordării propuse a fost confirmată prin impunerea diferitelor lungimi pentru linia de transmisie (linia gazdă). Toate rezultatele investigației din acest capitol sunt făcute în funcție de simulatorul Ansoft HFSS și Matlab. rezultatele privind pierderea minimă de inserție care au fost determinate de modelul de circuit echivalent furnizat rămân compatibile cu simularea. Toate rezultatele investigației din acest capitol sunt făcute în funcție de simulatorul Ansoft HFSS și Matlab.

În capitolul 4, este introdus un nou model de senzor planar de microunde stabilit pe rezonatorul de tip CSRR precum și o deschidere de aer în substratul structurii pentru o măsurare precisă a permitivității materialelor. Structura CSRR cu deschidere a fost selectată pentru analiza de sensibilitate; rezultatele obținute arată o sensibilitate ridicată în comparație cu structura CSRR fără deschidere. A fost studiat senzorul sub formă de CSRR care funcționează în banda de 1,74-3,4 GHz. Frecvența de rezonanță propusă a senzorului a fost deplasată de la 3,4 la 1,74 GHz în funcție de schimbarea permitivității eșantionului de la 1 la 10. A fost furnizat un model numeric al senzorului propus pentru a determina permitivitatea reală a MUT în ceea ce

privește frecvența de rezonanță măsurată. Se constată că senzorul propus oferă o sensibilitate cuprinsă între 1,2 și 2.

În capitolul 5, este proiectat, simulat, fabricat și utilizat un senzor care utilizează rezonatoare cu inel divizat (SRR) modificat pentru investigații avansate și măsurători precise ale permitivității dielectricilor solizi ale părții reale și ale părții imaginare. Adăugarea de linii microstrip verticale cuplate strâns la inelul exterior al SRR duce la apariția a două frecvențe de rezonanță la 1,24 GHz și la 2,08 GHz. Această geometrie modificată asigură, de asemenea, o sensibilitate îmbunătățită. Folosind soluția electromagnetică, sunt investigați senzorii atât în gol, cât și cei în sarcină. Simulările numerice sunt utilizate pentru a dezvolta un model matematic bazat pe un instrument de ajustare a curbei (oferit de Origin Pro) pentru ambele frecvențe de rezonanță, permițând obținerea de relații analitice pentru părțile reale și imaginare ale permitivității în funcție de grosimea și factorul de calitate al probei. Senzorul este proiectat și fabricat pe un substrat FR-4 de 1,6 mm grosime. Măsurătorile diferitelor mostre, cum ar fi sticlă transparentă, sticlă acrilică, plexiglas și teflon, confirmă faptul că senzorul SRR modificat este ușor de implementat și oferă rezultate precise pentru toate cazurile, cu erori de măsurare mai mici de 4,5%. În plus, măsurătorile evidențiază importanța celei de-a doua frecvențe de rezonanță în cazurile în care limitările numerice nu permit utilizarea primei frecvențe de rezonanță (probă cu grosimea de 1 mm).

În capitolul 6, este proiectat, fabricat și testat un senzor diferențial cu microstrip foarte sensibil pentru caracterizarea complexă a permitivității probelor de urină. Zona de detectare conține rezonatoare deschise, iar frecvența de lucru a senzorului în sarcină este de 1,25 GHz. Senzorul este ușor de implementat pe un substrat FR-4 Epoxy cu o grosime de 1,6 mm. Un pahar de teflon este atașat la senzor fără a afecta măsurătorile. Pentru măsurare au fost luate în considerare diferite rapoarte de amestecuri apă-urină. Au fost testate diferite probe de conținut de apă în urină cu procente, cum ar fi 0% urină (100% apă), 20% urină, 33% urină, 50% urină, 66% urină și 100% urină. Permitivitatea complexă precum și raportul conținutului de apă pentru probe au fost determinate pe baza unui model matematic și a rezultatelor măsurătorilor.

# Capitolul 2

## Tehnici de extracție a permitivității complexe

Teza se concentrează mai ales pe studiul rezonatoarelor plane bazate pe senzori de microunde pentru extragerea proprietăților materialelor, cum ar fi cele solide, lichide, precum și amestecurile binare. Se studiază proprietățile materialului în ceea ce privește permitivitatea complexă (cu parte reală și imaginară). Alte proprietăți ale materialelor, cum ar fi acelea legate de permeabilitate și conductibilitate, nu sunt, în general, incluse în sfera de interes.

### 2.1 Extragerea permitivității complexe utilizând modelarea matematică

Pentru a măsura proprietățile dielectrice ale unui material, este de obicei necesar să se cunoască tehnica de măsurare adecvată și metodele de conversie. În capitolul 1, Tabelul 1.1 prezintă o prezentare sintetică a diferitelor tehnici de măsurare și metode de conversie, precum și avantajele și dezavantajele acestora.

Accentul principal în această teză este pus pe studiul metodelor rezonante și metodele lor de conversie pentru extragerea proprietăților dielectrice ale materialelor în termeni de permitivitate complexă.

#### 2.1.1 Modelul de potrivire a curbei polinomiale

Frecvența de rezonanță este afectată de permitivitatea relativă a materialelor experimentate [11]. Când senzorul este încărcat cu materialul, este necesar un model numeric pentru a caracteriza permitivitatea materialelor testate pe baza factorilor înregistrați cum ar fi modificarea frecvenței de rezonanță și pierderea de inserție. Ecuația din care se obține permitivitatea materialului este determinată din datele parametrilor de repartiție mășurați folosind tehnica de potrivire a curbei, iar

permitivitatea eșantionului este reprezentată matematic în termeni de tehnica de potrivire a curbei, cum ar fi cea liniară sau, în general, polinomială.

### **2.1.2 Modelul celor mai mici pătrate bazat pe atenuarea de vârf**

Un model matematic de detecție pentru senzor, frecvența de rezonanță și atenuarea de vârf, care sunt legate de permitivitatea complexă (părțile reală și imaginară), este necesar a fi stabilit pentru un amestec binar de soluții apoase [12]. Pentru a determina atributele amestecului testat de materiale lichide în ceea ce privește permitivitatea complexă ( $\epsilon' + j\epsilon''$ ), măsurătorile amestecului binar sunt mai întâi utilizate pentru calibrare. Pentru a realiza acest lucru, se va aplica o relație matematică bazată pe frecvența de deplasare și atenuarea de vârf în raport cu permitivitatea complexă a materialelor din amestecul binar investigat (cum ar fi soluțiile apă-etanol și apă-metanol).

### **2.1.3 Modelul celor mai mici pătrate bazat pe factorul de calitate**

Permitivitatea complexă este afectată atât de frecvența de rezonanță, cât și de factorul de calitate a eșantionului, așa cum se precizează în [13]. Ușoara fluctuație a permittivității în ceea ce privește modificarea frecvenței de rezonanță și a factorului de calitate este reprezentată folosind un model simplificat. Diferența dintre factorul de calitate când senzorul este încărcat cu proba testată și factorul de calitate de referință, care poate fi generat într-o matrice [14], este definită ca modificare a factorului de calitate ( $\Delta Q$ ).

### **2.1.4 Ecuația de relaxare Debye**

Lichidele polare vor fi parcurse de câmpul electric al senzorului de microunde, ceea ce va face ca molecula să se rotească și să piardă energie. În ceea ce privește frecvența de rezonanță și factorul de calitate, răspunsul dezvoltat de senzor va fi modificat. Părțile reale și imaginare ale permitivității complexe a lichidelor polare de testare sunt afectate de acest comportament. Permitivitatea complexă a lichidelor polare poate fi scrisă ca  $\epsilon = \epsilon'(\omega) - j\epsilon''(\omega)$ , unde părțile reală și imaginară ale permitivității complexe sunt definite de teoria Debye. În literatură, poate fi găsit modelul de relaxare Debye pentru apa DI [14].

### 2.1.5 Metode de învățare automată

Ar trebui făcute mai multe cercetări pentru a analiza modelarea matematică bazată pe metodologiile de învățare automată pentru a analiza rapid și precis datele observate. Datorită capacității lor puternice de învățare și preciziei excelente, tehnicile matematice bazate pe rețele neuronale (NNs) au fost utilizate recent pentru extracția complexă a permitivității [15].

## Capitolul 3

# Metodă nouă de extragere a circuitului echivalent al celulei unității CSRR

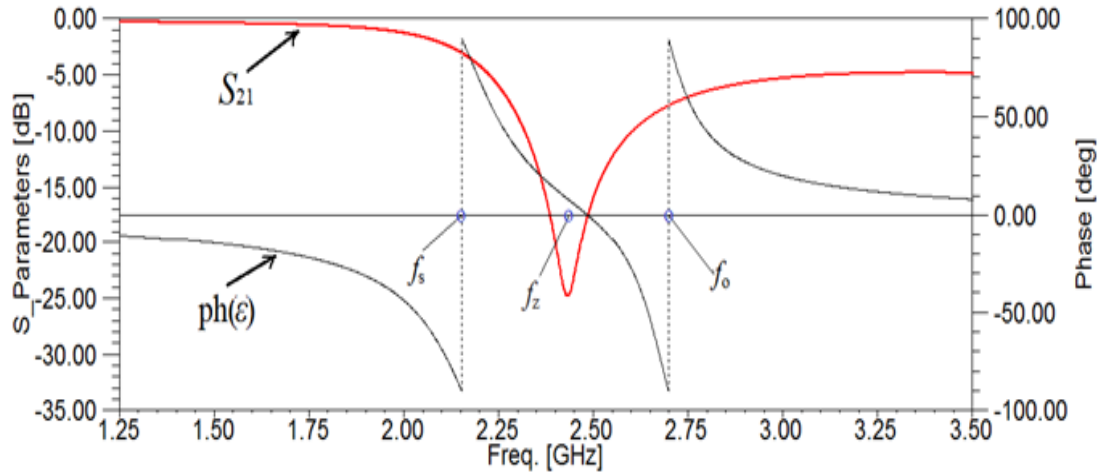
În acest capitol, toți parametrii de repartiție ai liniei de transmisie încărcate cu CSRR sunt identificați în intervalul specific de bandă de frecvență în care apare permitivitatea negativă, pentru a fi utilizați în extragerea circuitului echivalent.

### 3.1 Descrierea tehnicii

La rezonanță, CSRR-urile au dimensiuni electrice mici și, prin urmare, celula unitară poate fi descrisă prin intermediul circuitelor echivalente cu elemente concentrate. Tehnica explică faptul că efectul benzii de permitivitate negativă are un rol esențial în extragerea modelului de circuit echivalent al unei linii de transmisie încărcate cu CSRR.

Inductanța și capacitatea liniei de microstrip gazdă,  $L$  și  $C$  sunt calculate ca inductanța și capacitatea pe unitate de celulă a liniei de transmisie gazdă [16] (pp. 24-27), așa cum se va arăta în continuare. Frecvența  $f_z = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_c(C+C_c)}}$  poate fi determinată direct prin simulare electromagnetică sau poate fi extrasă din figură, reprezentând punctul de mijloc al intervalului de bandă de permitivitate negativă, așa cum este prezentat în

Figura 3.1, ( $f_z=f_s+(f_o-f_s)/2$ ) Acesta este considerat un avantaj dat de caracteristica benzii de permitivitate negativă.



**Figura 3.1.** Răspunsul de fază al permitivității și amplitudinea parametrului de transmisie ( $S_{21}$ ) a celulei unității CSRR.

Expresia pentru  $f_z$  depinde de doi parametri ( $L_c, C_c$ ), care nu sunt încă calculați, de aceea este necesară o condiție suplimentară.

Se pot scrie matricele de transmisie ale celulei unitare [17] (pp.177-193).

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{j\omega X_L}{2} + \frac{C(1-\omega^2 L_c C_c)}{1-\omega^2(C+C_c)L_c} & \frac{C(1-\omega^2 L_c C_c)}{1-\omega^2(C+C_c)L_c} \\ \frac{C(1-\omega^2 L_c C_c)}{1-\omega^2(C+C_c)L_c} & \frac{j\omega X_L}{2} + \frac{C(1-\omega^2 L_c C_c)}{1-\omega^2(C+C_c)L_c} \end{bmatrix}, \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_{11}}{Z_{21}} & \frac{Z_{11}Z_{22}-Z_{12}Z_{21}}{Z_{21}} \\ \frac{1}{Z_{21}} & \frac{Z_{22}}{Z_{21}} \end{bmatrix}, \quad (3.2)$$

Relația de dispersie a celulei unitare CSRR poate fi calculată ca [94].

$$\cos(\beta\ell) = \frac{A+D}{2} = 1 + \frac{1}{2 \left( \frac{L_c}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \frac{1}{C\omega^2}} \right)}. \quad (3.3)$$

unde  $\omega$  este frecvența unghiulară în care faza este  $\pi/2$  (frecvență inferioară,  $f_s$ )

Frecvența se obține direct ca frecvență superioară la care  $\text{Re } \epsilon=0$  și faza este egală cu  $\pi/2$ . Prin urmare, nu este necesară o reprezentare a curbei coeficientului de

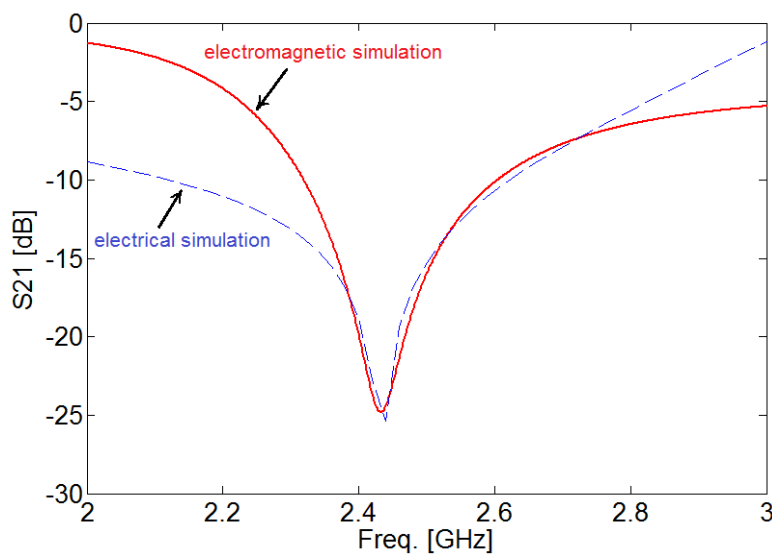
reflexie ( $S_{11}$ ) pe diagrama Smith ca în metoda tradițională [18]. Acesta este al doilea avantaj oferit de caracteristicile benzii de permitivitate negative.

Acum, din  $f_z, f_s, f_o$  și expresia (3.3), se poate determina impedanța paralelă,  $L_c C_c$ . Pentru a demonstra autenticitatea tehnicii propuse, procedura descrisă mai sus este utilizată pentru a obține parametrii electrici ai celulei unitare CSRR care este proiectată și simulată, iar rezultatele sunt sintetizate în Tabelul 3.1.

**Tabelul 3.1.** Parametrii de structură extrași.

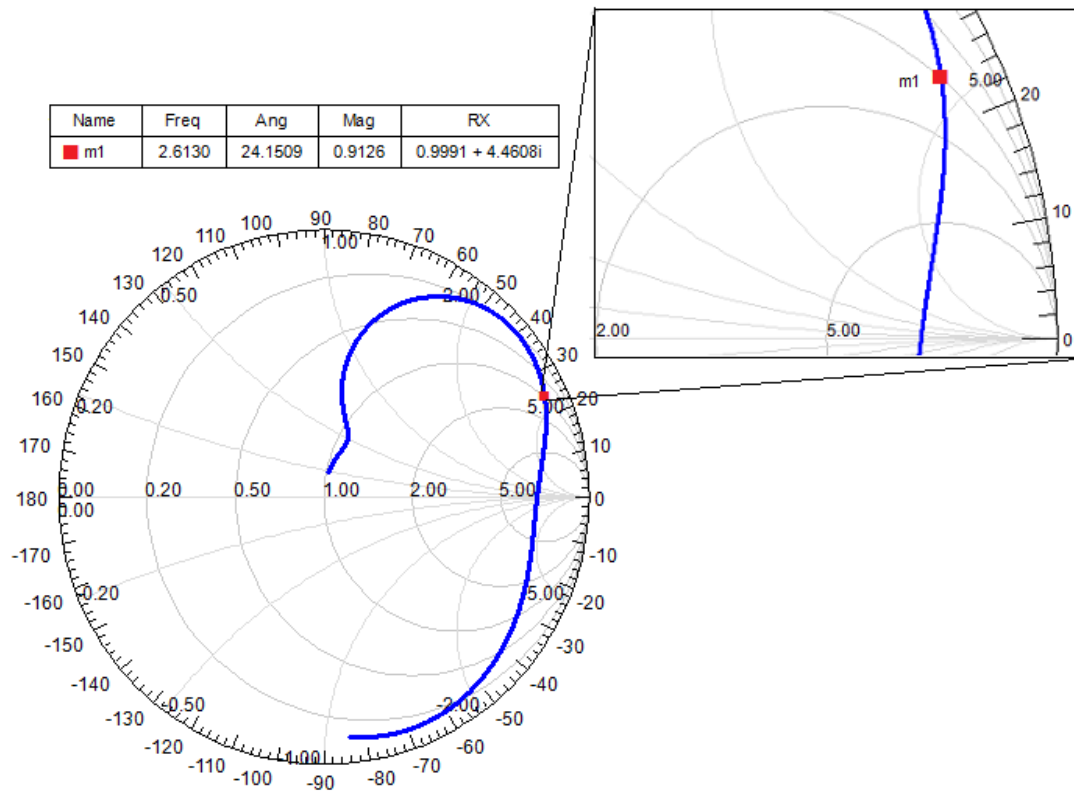
Constante concentrate	$L$ (nH)	$C$ (pF)	$C_c$ (pF)	$L_c$ (nH)
Valorile	2.667	0,6727	1,0625	2,4661

Din elementele din Tabelul 3.1, transmisia zero în răspunsul în frecvență al structurii poate fi obținută prin simulare electrică (folosind MATLAB), precum și prin simulare electromagnetică. S-a realizat un acord bun între simularea electrică și cea electromagnetică, care validează modelul structurii și procedura propusă pentru extragerea parametrilor.



**Figura 3.2** Mărimea coeficientului de transmisie în raport cu frecvența pentru structura din Figura 3.2.





**Figura 3.3** Simularea electromagnetică a coeficientului de reflexie ( $S_{11}$ ) pentru celula unitară CSRR pe o diagramă Smith.

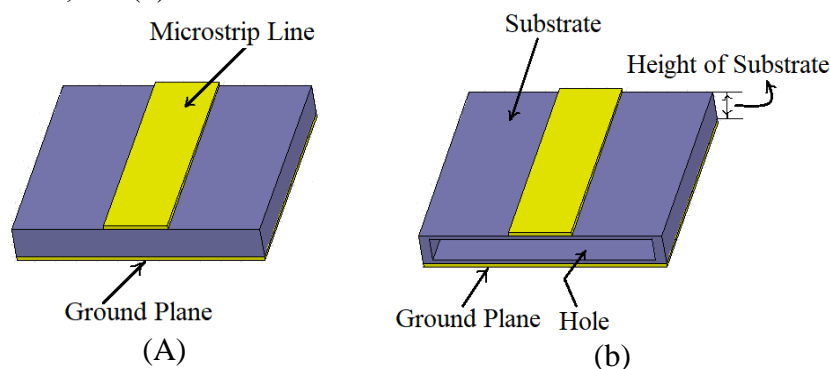
Investigații suplimentare sunt prezentate în Figura 3.3, care ilustrează simularea electromagnetică a coeficientului de reflexie ( $S_{11}$ ) pe diagrama Smith. Se poate observa că intersecția curbei  $S_{11}$  cu cercul de rezistență unitate oferă o valoare (2,613 GHz) (ca în metoda tradițională), în acord cu (2,65 GHz). Prin urmare, se obține o confirmare suplimentară a validității procedurii propuse.

# Capitolul 4

## Senzor CSSR cu sensibilitate ridicată pentru caracterizarea materialului

### 4.1 Proiectarea și analiza structurii

Un nou model de senzor planar de microunde stabilit pe rezonatorul de tip CSRR precum și o deschidere de aer în substratul structurii pentru o măsurare precisă a permitivității materialelor. Structura propusă este de tip cvasi-static fiind alcătuită dintr-un substrat cu deschizături și inele împărțite în două porturi în care inductanța indusă de curentul care circulă în inele și capacitatea efectivă este obținută în spațiul dintre inele, prin urmare, rezonatorul electric mic este realizat. Pentru a detalia performanța structurii propuse, trebuie să se facă o comparație cu structura tradițională și să se verifice rezultatele fiecărei structuri. Configurațiile a două substraturi ale celulelor unitare CSRR fără și cu deschidere sunt prezentate în figurile 4.1 (a) și, respectiv, 4.1 (b).



**Figura 4.1** Structura de aspect a substratului celulei unitare CSRR: (a) fără deschizătură (aspect tradițional), (b) cu deschidere.

## 4.2 Compararea și analiza sensibilității celulei unității CSRR cu și fără deschidere

Pentru o comparație corectă între structura propusă și celula unitară tradițională CSRR, pe parcursul acestei discuții, zonele celulei unitare, precum și parametrii de proiectare din Figura 4.1 (b), sunt considerate identice. Inițial, ambele structuri sunt modelate și simularea este efectuată pentru a obține parametrul de repartiție  $S_{21}$  în banda de frecvențe specificată.

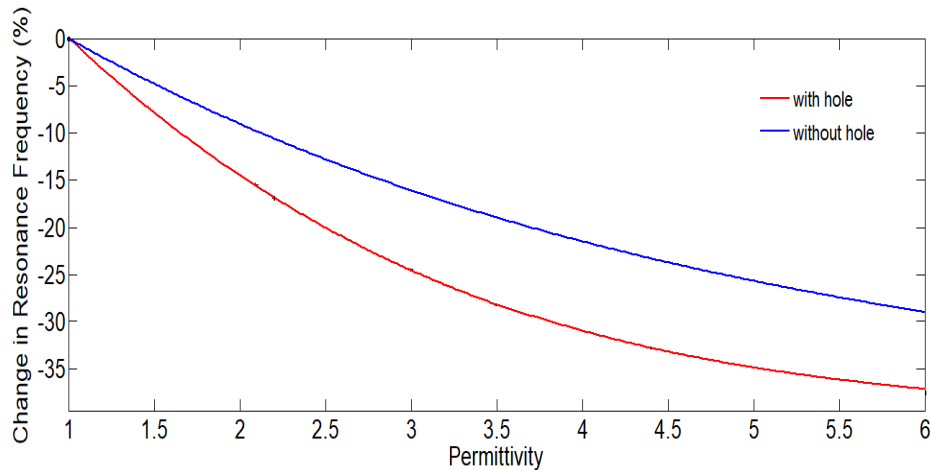
Inductanța și capacitatea pe unitate de celulă ( $L$ ,  $C$ ) care se raportează la tipul de permitivitate a structurii (la deschiderea de aer) sunt obținute, în timp ce acelea ale ambelor structuri sunt calculate prin [19]. Parametrii concentrați calculați sunt prezentați în Tabelul 4.1.

*Tabelul 4.1 Parametrii concentrați extrași pentru ambele structuri.*

Constante concentrate	Celula CSRR clasică	Structura propusă
$L$ (nH)	3	2,76
$C$ (pF)	0,67	0,4
$C_c$ (pF)	1,28	2
$L_c$ (nH)	2,255	0,97

Este important de remarcat din Tabelul 4.1 că valoarea lui  $L_c$  corelată cu structura propusă este mult mai mică decât în celula unitară tradițională CSRR; în același timp se observă că  $L_c$  este parametrul cel mai afectat din cauza prezenței deschiderii în comparație cu alte parametrii. Acest lucru înseamnă practic că, frecvența de rezonanță a structurii propuse va fi mult mai mare decât cea pentru structura tradițională. Acest lucru poate fi explicat și prin faptul că frecvența de rezonanță a unor astfel de rezonatoare crește de fapt odată cu scăderea valorii permitivității structurii.

După calcularea parametrilor echivalenți ai circuitului, rezultatele analizei de sensibilitate rezultate prin variarea mediului din jurul ambelor structuri sunt oferite în Figura 4.2.



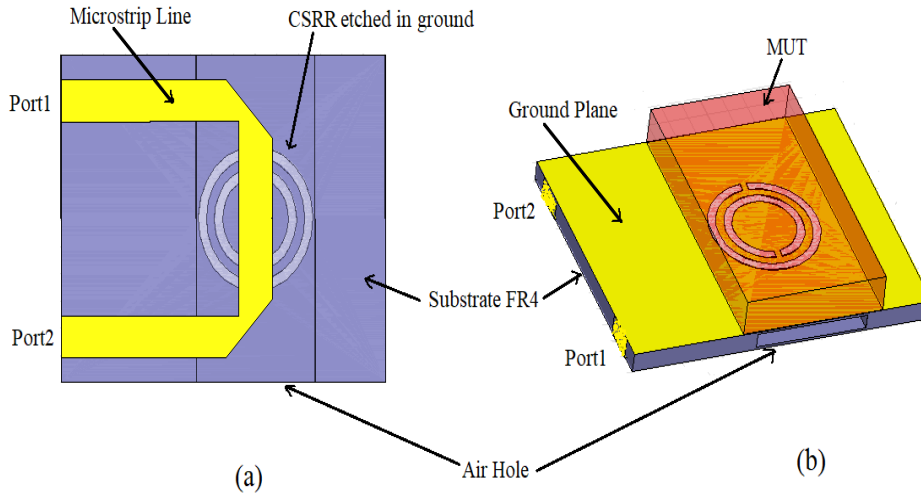
**Figura 4.2** Schimbarea frecvenței de rezonanță pentru structura propusă și pentru celula unitară CSRR pentru modificări de permitivitate ale mediului înconjurător. Deplasarea relativă este calculată în raport cu referința care reprezintă vidul.

Din Figura 4.2 se poate concluziona că structura propusă este mai sensibilă la modificarea permitivității în comparație cu structura tradițională. Cu toate acestea, pentru o evaluare ulterioară, cele două structuri vor fi utilizate pentru a stabili două modele de senzori planari care vor fi analizați în scopul caracterizării permitivității.

### 4.3 Alegerea modelului senzorului

Datorită modificării permitivității materialului testat (MUT), capacitatea CSRR se va scimba, prin urmare se obține o modificare a frecvenței de rezonanță (inductanța CSRR este considerată neschimbată în cazul materialelor dielectrice). În această lucrare, două structuri propuse (una cu deschidere așa cum se arată în Figura 4.8 și cealaltă fără deschidere) având o suprafață unitară egală a celulei, sunt investigate pentru analiza de sensibilitate, iar verificarea detaliată este prezentată în secțiunile următoare.

Senzorul propus în Figura 4.3 are secțiunea transversală 24mm×30mm, cu o linie microstrip pliată pentru a face deschiderea din substrat cât mai jos posibil, păstrând în același timp orientarea capetelor deschise perpendiculară pe excitația câmpului magnetic. Toți parametrii de proiectare rămași vor fi aceiași ca în Figura 4.2.



**Figura 4.3** Aspectul sensorului de propus în tehnologie microstrip: (a) Vedere de sus cu substrat transparent, (b) Vedere vizuală a structurii cu MUT pus peste planul de sol.

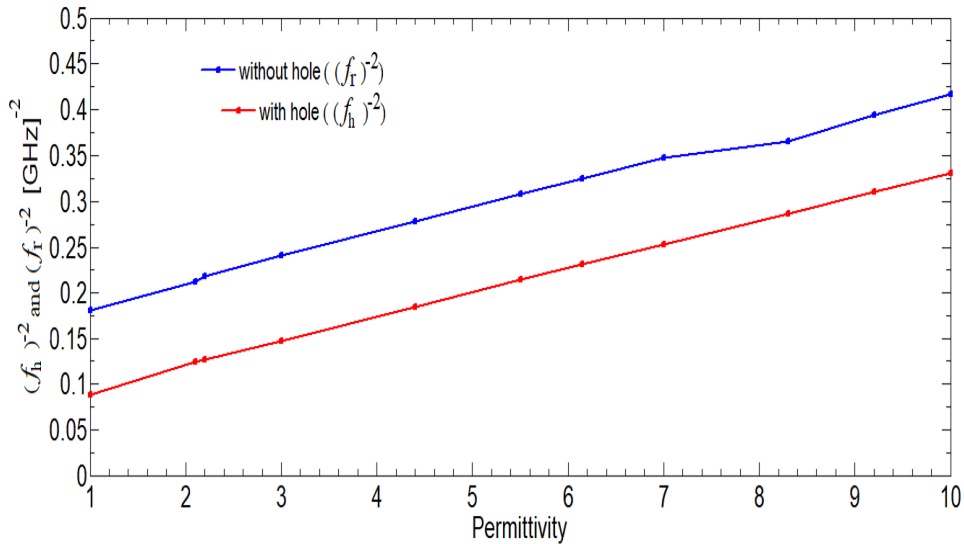
## 4.4 Determinarea permitivității probei

Este important să remarcăm că efectul sensorului încărcat cu MUT este observat în ceea ce privește frecvența de rezonanță a sensorului propus, așa cum s-a arătat anterior. Pătratul invers al frecvențelor de rezonanță, extras din datele coeficientului de transmisie simulat, pătratul invers al frecvențelor de rezonanță, extras din datele coeficientului de transmisie simulat sunt reprezentate grafic cu datele corespunzătoare așa cum se arată în Figura 4.4. Se poate observa că variația  $f_h^{-2}$  și  $f_r^{-2}$  cu  $\epsilon_{MUT}$  este liniară.

După cum este indicat în secțiunea 4, regiunea sensorului care este încărcată cu MUT are capacitatea proporțională cu permitivitatea MUT și, prin urmare, inversul pătratului frecvenței de rezonanță este direct proporțional cu permitivitatea MUT (așa cum este observat în (4.1)). Prin urmare, pentru a integra toate datele de mai sus, permitivitatea MUT a fost reprezentată matematic după cum urmează:

$$\epsilon_{MUT} = -118.9(f_h^{-2})^3 + 87.14(f_h^{-2})^2 + 17.9f_h^{-2} - 1.176. \quad (4.1)$$

Expresia (4.1) este obținută folosind metoda de potrivire a curbei, care oferă un model numeric al sensorului propus pentru a determina permitivitatea reală a MUT în termeni de frecvență de rezonanță măsurată.



**Figura 4.4** Reprezentarea inverselor pătratelor frecvențelor de rezonanță pentru senzorii cu deschidere și fără deschidere

## 4.5 Rezultatele comparației dintre senzorii CSRR cu și fără deschidere

Pentru standardizare, o serie de materiale sunt descrise folosind senzorii propuși. Frecvențele de rezonanță ale datelor  $S_{21}$  pentru toate condițiile studiate sunt înregistrate folosind HFSS. Rezultatele simulate sunt, de asemenea, comparate cu datele criteriilor obținute în referința [20] care sunt prezentate în coloana 2 din Tabelul 4.2. Mai mult, a fost calculată sensibilitatea sensorului, iar rezultatele sunt prezentate tot în Tabelul 4.2.

Sensibilitatea senzorilor dielectrici bazați pe rezonanță este definită astfel:

$$S(\%) = \frac{f_{\epsilon_r} - f_{ref}}{f_{ref} \cdot (\epsilon_r' - 1)}. \quad (4.2)$$

Din Tabelul 4.2 se poate concluziona că senzorul propus cu deschidere în substrat prezintă valori de deplasare a frecvenței mai mari decât la senzorii convenționali. Prin urmare, senzorul propus oferă o sensibilitate între 1,2-2,5 ori mai mare decât sensibilitatea senzorilor microstrip convenționali, dar au aceeași permitivitate relativă a substratului (fără deschidere). În timp ce sensibilitatea sensorului propus ajunge la până de 3 ori mai mare decât la senzorii microstrip convenționali, ei au o pierdere scăzută a substratului Rogers. (fără deschidere) [20].

**Tabelul 4.2** Rezultate simulate ale variației frecvențelor de rezonanță folosind CSRR propus și tehnici convenționale bazate pe senzori CSRR.

Tehnică →  Materiale ↓	Valori de referința din eșantion [115]	$\Delta$ (Air- MUT) [GHz] $f_r$	S (%)	Senzor propus CSRR fără deschi- dere. [GHz]	$\Delta$ (Air- MUT) [GHz] $f_r$	S (%)	Senzor propus CSRR cu deschi- dere. [GHz]	$\Delta$ (Air- MUT) [GHz] $f_r$	S (%)
Aer ( $\epsilon_r=1$ , $\tan\delta=0$ )	$f_r=1,15$	0	---	$f_r=2,35$	0	---	$f_r=3,42$	0	---
Teflon ( $\epsilon_r=2,1$ , $\tan\delta=0,001$ )	$f_r=1,095$	0,055	4,6	$f_r=2,173$	0,177	7,4	$f_r=2,844$	0,576	18,4
RO3003 ( $\epsilon_r=3$ , $\tan\delta=0,0013$ )	$f_r=1,05$	0,1	4,7	$f_r=1,897$	0,453	11,9	$f_r=2,612$	0,808	15,5
FR4 ( $\epsilon_r=4,4$ , $\tan\delta=0,02$ )	$f_r=0,95$	0,2	6,4	$f_r=1,695$	0,655	11,3	$f_r=2,33$	1,09	13,7
Max. modificării de frecvență când $\epsilon_r$ se modifică de la 1 la 10	37,5%	---		34%	---		47,2%	---	
Secțiunea transversală a structurii  (cm x cm)	10 x 5	---		2,4 x 3	---		2,4 x 3	---	

# Capitolul 5

## Senzor SSR modificat pentru măsurători precise ale permitivității complexe a dielectricilor solizi

### 5.1 Proiectarea senzorului SSR modificat

#### 5.1.1 Structuri rezonante cu selectivitate ridicată

În acest capitol, este proiectat, simulat, fabricat și analizat un senzor care utilizează rezonatoare cu inel divizat (SRR) modificate pentru investigații avansate și măsurători precise ale părților reală și imaginară ale permitivității dielectricilor solizi. Structura SRR constă din două rezonatoare cu inel divizat, concentric, foarte închis, gravate pe un substrat, cu două spații orientate în direcții opuse, așa cum se arată în Figura 5.1(a). Când se aplică un câmp magnetic perpendicular pe suprafața inelului, un curent este indus prin inele. Acești curenți trec de la un inel la altul datorită capacității distribuite care apare între ei [21].

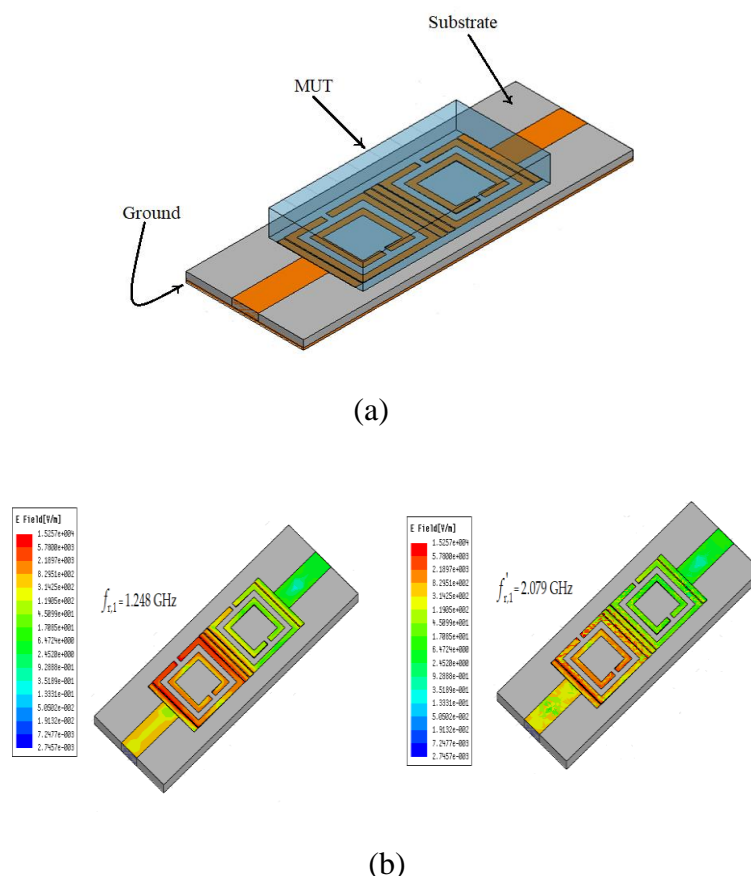
#### 5.1.2 Analiza frecvențelor de rezonanță

Materialul testat (cutie transparentă) este plasat pe celulele unității SRR ale senzorului VS-SRR, așa cum este prezentat în Figura 5.1(a), acoperind întreaga zonă a senzorului pentru a avea o perturbare eficientă a câmpului  $E$  și asigurând deplasarea frecvenței de rezonanță necesară pentru măsurători precise. Când are loc rezonanța,



câmpul electric total va fi limitat la o regiune mai mică a rezonatorului cu inel divizat, unde proba este de obicei plasată așa cum se arată în figură. Acest câmp electric limitat este capabil să sesizeze o schimbare mai mică a constantei dielectrice a probei de testat.

Răspunsul senzorului cu microunde la modificarea constantei dielectrice efective a mediului înconjurător poate fi observat în ceea ce privește modificările frecvenței de rezonanță și factorului de calitate pentru structura încărcată [22]. Intensitatea câmpului electric prin senzor, analizată la cele două frecvențe de rezonanță, este prezentată în Figura 5.1(b).



**Figura 5.1** Senzorul cu benzi verticale VS-SRR: (a) Configurația senzorului VS-SRR cu material supus testului (MUT) plasat peste cele două celule SRR modificate, (b) Reprezentarea 3D a intensității câmpului electric la prima frecvență de rezonanță și la a doua frecvență de rezonanță.

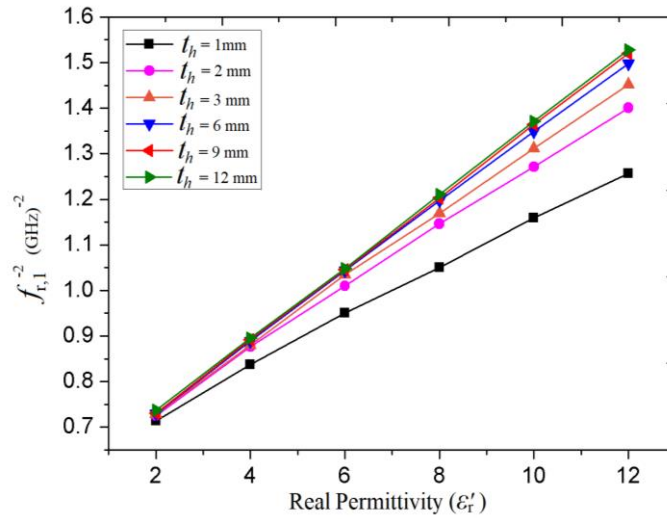
### 5.1.3 Deducerea părții reale a permitivității

Pentru a determina tipul de dependență dintre frecvența de rezonanță și partea reală a permitivității, luăm în considerare expresia factorului de calitate care depinde de frecvența de rezonanță [23].

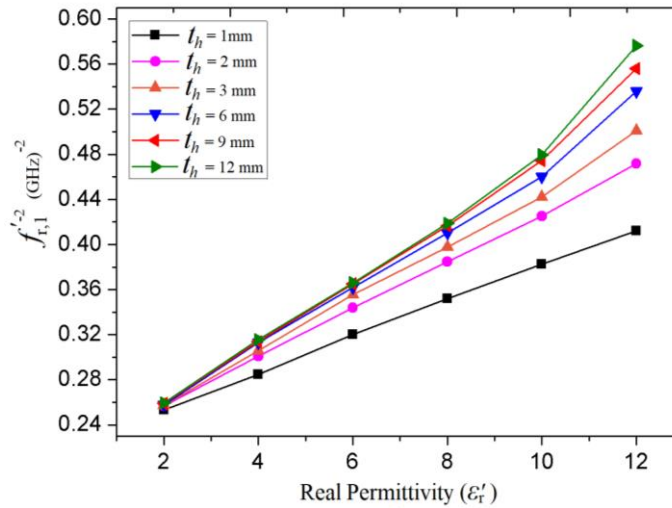
$$Q = \frac{f_r}{2\pi\sqrt{L(C+C_{load})}}. \quad (5.1)$$

Capacitatea introdusă de sarcină,  $C_{load}$  variază direct proporțional cu partea reală a permitivității electrice [23]; deci luând în considerare și relația (4.1), **obținem frecvența de rezonanță**. Pentru senzorul propus, **coeficientul de transmisie modificat din cauza încărcării probei poate fi observat în Figura 5.2**

Pătratele inverselor frecvențelor de rezonanță sunt extrase din datele coeficientului de transmisie simulat și rezultatele obținute în funcție de permitivitatea reală corespunzătoare a MUT și sunt reprezentate în Figurile 5.3 (a) și (b)



(a)



(b)

**Figura 5.2** Frecvențe de rezonanță în termeni de permitivitate reală pentru diferite grosimi ale MUT. (a) Prima frecvență de rezonanță, (b) a doua frecvență de rezonanță

Combinând toate efectele de mai sus, constanta dielectrică a specimenului este exprimată matematic în termeni de familie de linii drepte, precum și de o familie de curbe exponențiale, unde parametrii liberi sunt frecvențele de rezonanță (exprimate în

GHz) și grosimea probei (exprimată în mm). Luând în considerare acest aspect la utilizarea practică metodei de potrivire, precizia modelului numeric crește. Deci, pe baza datelor reprezentate grafic și folosind metoda de potrivire a curbei, obținem expresiile pentru permittivitatea reală în funcție de grosimea MUT-ului și a celor două frecvențe de rezonanță:

$$\varepsilon'_r = \frac{1}{1.88 \cdot 10^{-4} \cdot \ln(18472.96 \cdot \ln(t_h))} \cdot \ln \left[ \frac{39.6824 - (f_{r,1})^{-2}}{39.095} \right], \quad (5.2)$$

$$\varepsilon'_r = \exp \left\{ 2.2607 \cdot \ln \left[ \frac{(f_{r,1})^{-2} - 5.373}{\frac{0.2336}{t_h + 0.1266} - 1.2} \right] \right\}. \quad (5.3)$$

#### 5.1.4 Deducerea părții imaginare a permitivității

Relația dintre tangenta de pierdere,  $\tan \delta$ , calitatea senzorului propus după încărcarea MUT, partea reală a permitivității și partea imaginară a permitivității, este dată de [24].

$$Q_{\text{MUT}} = \frac{1}{\tan \delta} = \frac{\varepsilon'_r}{\varepsilon''_r}. \quad (5.4)$$

unde precizează factorul de calitate al senzorului propus după încărcarea MUT, care poate fi determinat aplicând relația (5.2).

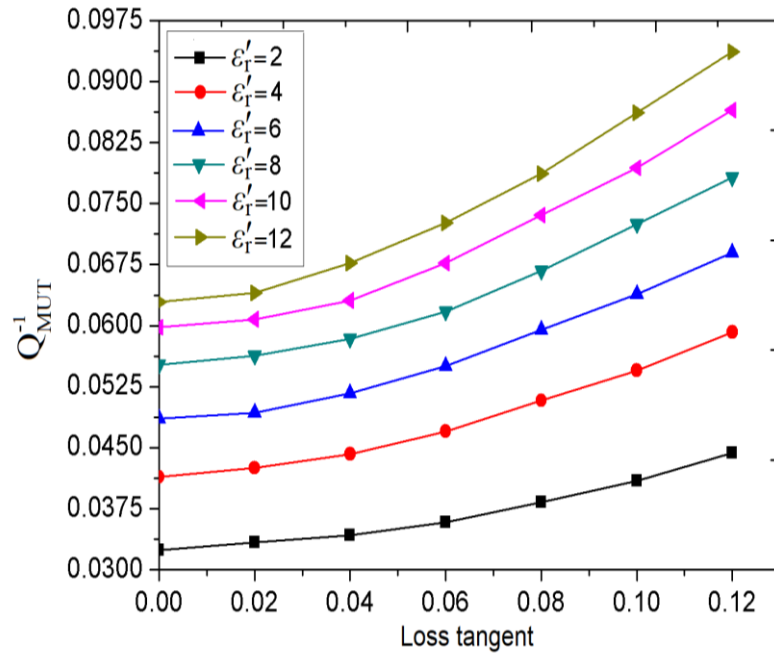
Partea imaginară a permitivității complexe este așadar obținută folosind (5.3) și (5.4). Factorul de calitate este extras din rezultatul simulării lui S21, așa cum este descris mai devreme în Figura 5.5, pentru fiecare frecvență de rezonanță. După aceea, inversul factorilor de calitate pentru fiecare tangentă de pierdere corespunzătoare este reprezentat în Figura 5.8(a),(b).

Ca și în cazul precedent al părții reale a permitivității, un software disponibil comercial Origin Pro 8 este utilizat pentru a determina modelul numeric pentru ambele rezultate extrase din Figura 5.8 (a) și (b), așa cum sunt prezentate în expresiile (5.5) și (5.6), respectiv.

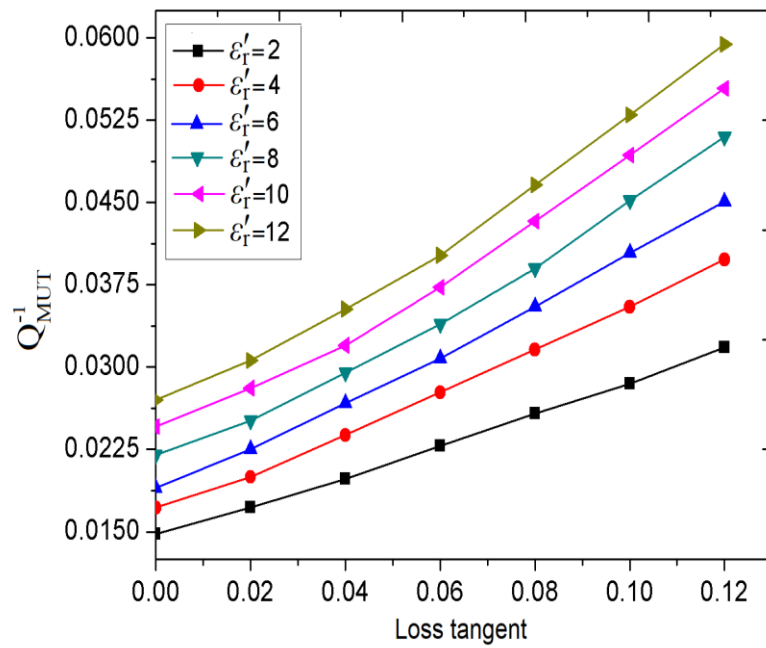
$$\tan \delta = \exp \{ 0.687 \cdot \ln [ 8.165 \cdot 10^{-3} \cdot (36.812 \cdot \varepsilon_r'^{-0.338} - Q_{\text{MUT}}) ] \}, \quad (5.5)$$

$$\tan \delta = 0.1574 \cdot \ln \left[ \frac{Q_{\text{MUT}}^{-1} + 0.0023}{0.04503 - 0.0318 \cdot (0.94427)^{\varepsilon_r''}} \right]. \quad (5.6)$$

După determinarea de la (5.2), (5.3) și  $\tan \delta$  din (5.5), (5.6) partea imaginară a permitivității complexe poate fi obținută folosind (5.4).



(a)

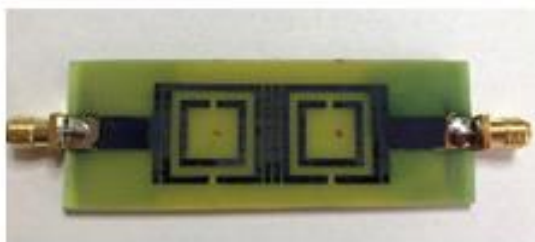


(b)

**Figura 5.8.** Inverul lui factorului de calitate în termeni de  $\tan\delta$  pentru diferite valori ale lui tangentei unghiului de pierderi, în funcție de frecvența de rezonanță: (a), (b)

## 5.2 Rezultate

Senzorul propus în Figura 5.4 este acum implementat și măsurat. Substratul utilizat este FR-4 (permitivitatea relativă = 4,4 iar tangenta factorului de pierderi,  $\tan\delta$ , este de aproximativ 0,02), cu o grosime de 1,6 mm și metalizare cu cupru electrodepusă pe ambele părți ale substratului, cu o grosime de 18  $\mu\text{m}$ .



(A)



(b)

**Figura 5.9** Implementarea senzorului: (a) senzorul implementat pe un substrat FR-4, cu 1,6 mm, cu metalizare cupru pe ambele părți, (b) configurația de măsurare.

Sunt luate în considerare ambele frecvențe de rezonanță obținute în urma măsurării pentru diferite tipuri de MUT și folosind relațiile (5.2) și (5.3), se obțin două valori posibile pentru partea reală a permitivității. Acestea sunt comparate cu valorile de referință [24]-[26] iar rezultatele, inclusiv erorile, sunt sintetizate în Tabelul 5.2.

**Tabelul 5.2** Partea reală a permitivității complexe pentru diferite materiale testate

Material	$t_h$ [mm]	$\epsilon'_r$	$f_{r1}$ [GHz]	$\epsilon'_{r1}$	eroare [%]	$f_{r2}$ [GHz]	$\epsilon'_{r2}$	eroare [%]
Sticlă transparentă	5	6	0,9856	5,872	2,12	1,671	6,163	2,72
Sticlă acrilică	5	2,7	1,127	2,647	1,93	1,902	2,629	2,59
Sticlă acrilică	2	2,7	1,139	2,644	2,04	1,924	2,627	2,7
Teflon	10	2,1	1,152	2,125	1,19	1,941	2,017	3,91
Plexiglas	1	2,597	1,155	-	-	1,97	2,512	3,24

Pentru măsurarea părții imaginare a permitivității, mai întâi se înlocuiește factorul de calitate măsurat în relațiile (5.5) și (5.6) și se obține valoarea tangentei unghiului de pierderi,  $\tan \delta$ . Se compară cu valorile de referință [24]-[26] iar rezultatele sunt date în Tabelul 5.3.

**Tabelul 5.3** Tangenta unghiului de pierderi pentru diferite materiale testate.

Material	$t_h$ [mm]	$\tan \delta$	$Q_{MUT1}$	$\tan \delta_1$	eroare [%]	$Q_{MUT2}$	$\tan \delta_2$	eroare [%]
Sticlă transparentă	5	0,005	20,18	0,00512	2,39	47,39	0,0051	3,26
Sticlă acrilică	5	0,02	26,12	0,019417	2,92	56,1	0,0203	1,88
Sticlă acrilică	2	0,02	26,07	0,020532	2,66	56,05	0,0205	2,7
Teflon	10	0,0003	28,5317	0,000308	2,75	69,335	0,0003085	3,24
Plexiglas	1	0,0008	26,648	-	-	65,43	0,00082	3,12

În continuare, folosind relația (5.4), se determină partea imaginară a permitivității. Rezultatele măsurătorilor sunt prezentate în Tabelul 5.4.

**Tabelul 5.4** Partea imaginară a permitivității complexe pentru diferite probe.

Material	$t_h$ [mm]	$\epsilon_r''$	$\epsilon_{r1}''$	eroare [%]	$\epsilon_{r2}''$	eroare [%]
Sticlă transparentă	5	0,03	0,030065	0,215467	0,031431	4,497
Sticlă acrilică	5	0,054	0,051397	4,82074	0,053369	1,169
Sticlă acrilică	2	0,054	0,054287	0,530756	0,053854	0,27129
Teflon	10	0,00063	0,000655	3,8888	0,00062	1,231
Plexiglas	1	0,002078	-	-	0,00206	0,8548

Rezultatele din cele două tabele arată că senzorul poate fi utilizat cu succes pentru a caracteriza cu precizie parametri dielectrice (constanta dielectrică și tangenta de pierderi) atât pentru dielectrice cu pierderi mici și cu pierderi ridicate, cât și pentru dielectrice cu constante dielectrice ridicate și dielectrice cu constante dielectrice mici.

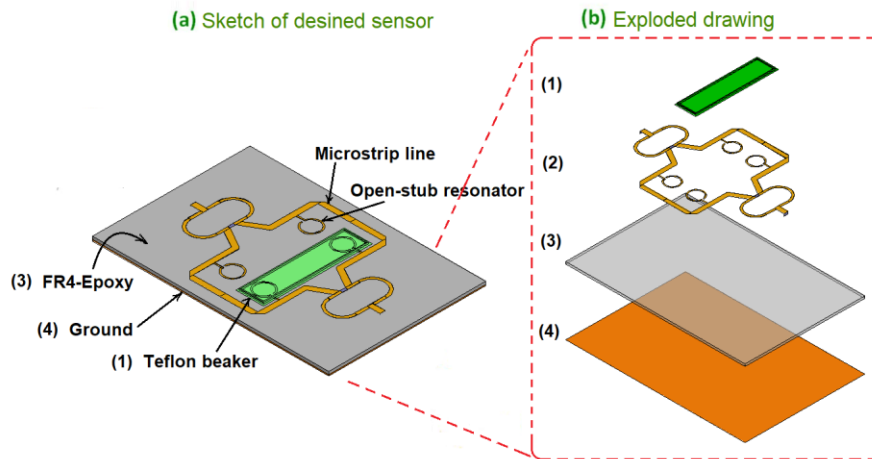
# Capitolul 6

## Senzor diferențial microstrip pentru caracterizarea permitivității complexe a unui amestec de fluide organice

Echilibrul apei din corpul uman este un indicator cheie pentru buna funcționare a diferitelor activități metabolice [27]. În special, starea de hidratare a unei persoane influențează tensiunea arterială, ritmul cardiac, temperatura corpului etc., așa că este foarte important să existe măsurători precise despre această stare. Tehnicile de evaluare a hidratării pentru organism implică măsurători urinare, hematologice, a întregului corp și senzoriale [28]. Determinarea nivelului de hidratare la analiza urinei este una dintre cele mai eficiente, ușoare și mai puțin invazive metode, astfel încât senzorii capabili să facă acest lucru au fost investigați des.

### 6.1 Disponerea senzorului

După ce am luat în considerare structurile rezonante cele mai adecvate pentru aplicația noastră, următorul pas este proiectarea întregului senzor. Acesta va fi unul diferențial, constând din două divizoare de putere Wilkinson identice și două perechi de linii de transmisie microstrip, fiecare dintre ele încărcate cu două rezonatoare stub deschise, așa cum a fost proiectat în capitolul anterior. De asemenea, un pahar din teflon este perfect atașat de suprafața celor două rezonatoare stub deschise pentru a nu avea aer între pahar și senzor. Paharul este umplut cu lichide care vor fi probele testate (SUT). Disponerea senzorului este prezentată în Figura 6.1.



**Figura 6.1.** Aspectul sensorului, inclusiv un desen cu vedere detaliată a fiecărui strat.

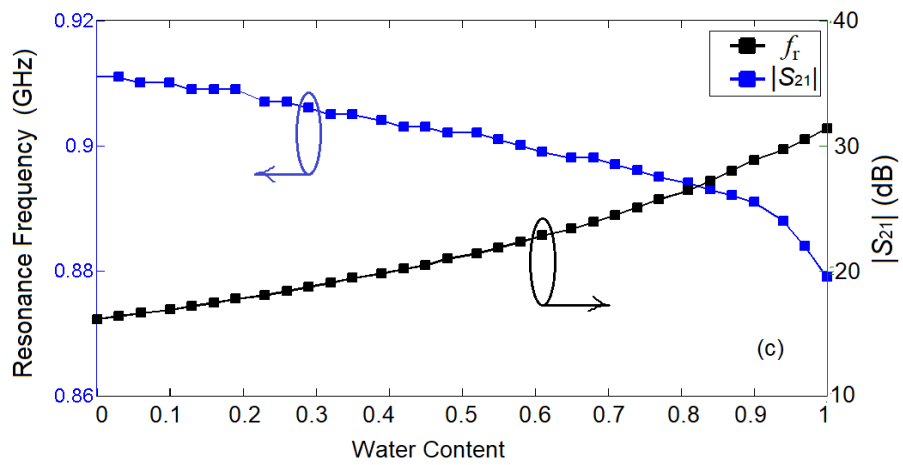
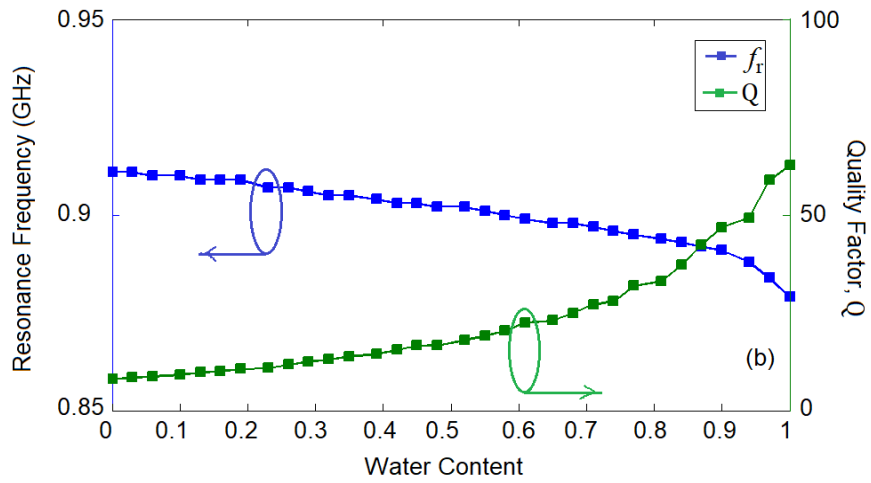
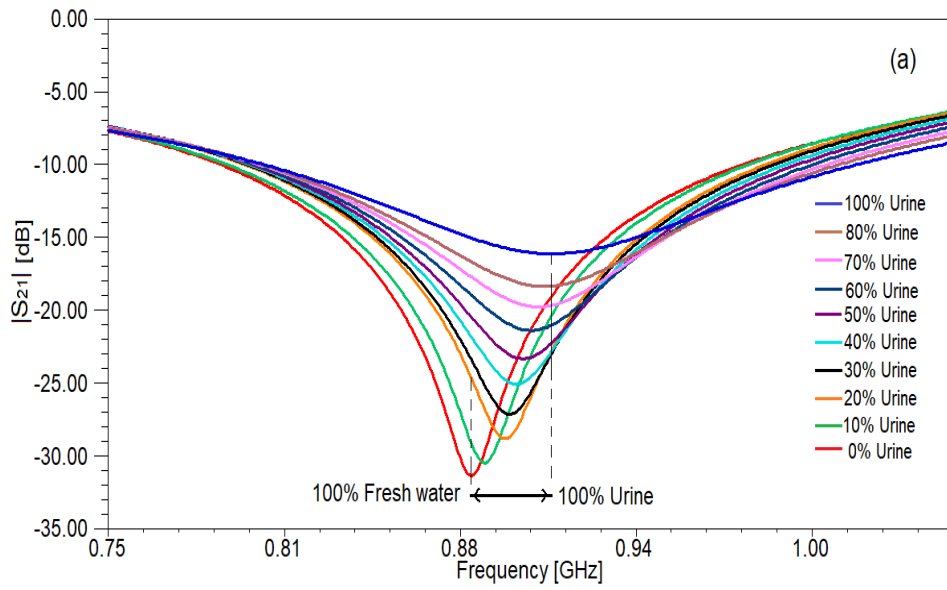
Paharul de teflon este amplasat pe suprafața superioară a sensorului reprezentat în Figura 6.1, acoperind o pereche de rezonatoare stub deschise. Pentru a ne asigura că paharul nu afectează performanța sensorului, o simulare a parametrului  $S_{21}$  a fost realizată în HFSS pentru două cazuri: sensorul fără și cu un pahar deasupra.

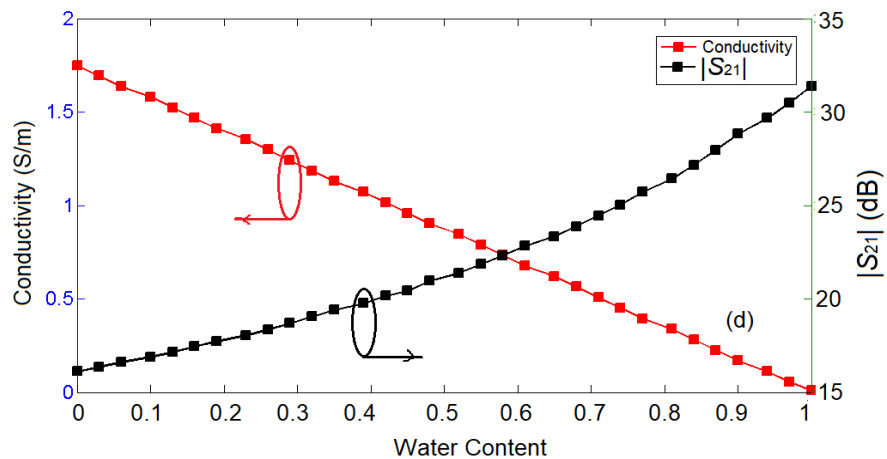
Prin încărcarea sensorului cu lichide testate (LUT) în pahar, se întrerupe simetria și apare o altă frecvență de rezonanță. Ca referință va fi considerat cazul când sensorul este încărcat cu apă pură. Se vor studia rezultatele, atât ale simulărilor, cât și ale măsurătorilor, pentru diferite amestecuri organice în secțiunile următoare.

Amestecuri lichide de apă și urină în diferite procentaje sunt folosite pentru a simula comportamentul în frecvență al sensorului. Procentul de conținut de apă dulce din amestec variază de la 0% (urină 100%) la 100% (urină 0%) cu un ecart de 3,226% (0,025163 ml) obținând 32 de grupuri de date ale rezultatelor simulate. Valorile permitivității relative pentru apă și urină sunt de 50 și, respectiv, de 81, iar pentru conductivitate sunt de 0,01 S/m și, respectiv, de 1,75 S/m [29].

Rezultatele simulării pentru caracteristica de transmisie a sensorului pentru unele dintre cazuri sunt prezentate în Figura 6.2 (a). Toate cazurile sunt luate în considerare pentru calcule analitice ulterioare și pentru determinarea factorului de calitate, a frecvenței de rezonanță și a conductibilității, în Figura 6.2 (b), (c) și (d). Factorul de calitate a fost determinat folosind relația (6.1) și datele furnizate prin simulare pentru pierderea de inserție și conductivitate.



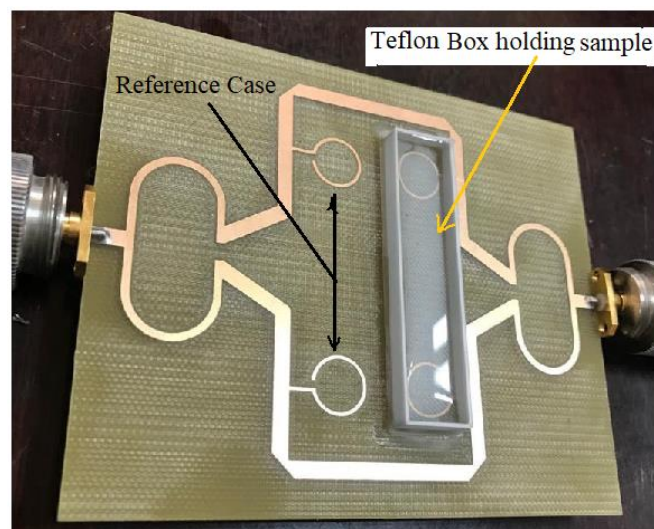




*Figura 6.2 a) Pierderea de inserție pentru 10 rapoarte de amestec apă-urină; b) Factorul de calitate și frecvența de rezonanță pentru 32 de rapoarte de amestec apă-urină, c) Pierderea de inserție și frecvența de rezonanță pentru 32 de rapoarte de amestec apă-urină; d) Conductivitatea și pierderea de inserție pentru 32 de rapoarte de amestec apă-urină.*

## 6.2 Rezultate

Senzorul propus în Figura 6.1 a fost implementat și măsurat. Substratul utilizat a fost FR-4 (permitivitatea relativă = 4,4 iar factorul de pierderi,  $\tan \delta$ , de aproximativ 0,02), cu o grosime de 1,6 mm și metalizare cu cupru electrodepusă pe ambele părți ale substratului, cu o grosime de 18  $\mu\text{m}$ .

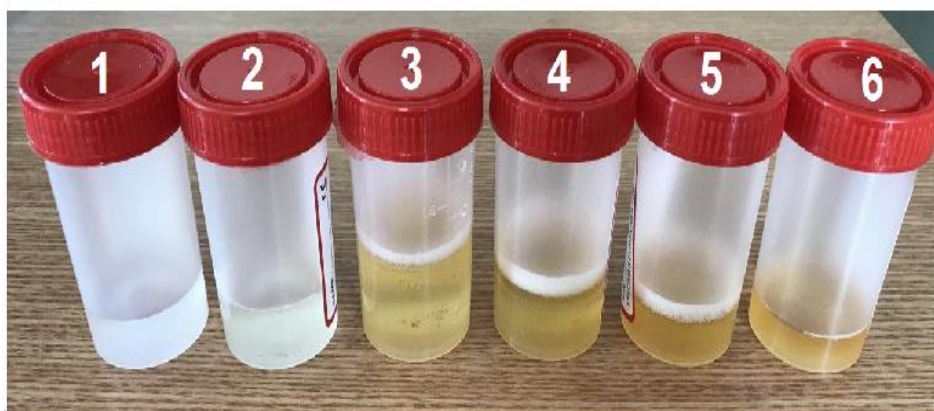


*Figura 6.2 Fotografia senzorului fabricat pentru măsurarea diferitelor probe de urină.*

S-a selectat un set de probe testate și s-a utilizat pentru măsurători. Practic, urina de dimineață masculină sănătoasă a fost combinată cu apă proaspătă în diferite rapoarte și s-au obținut 6 probe, așa cum este indicat în Tabelul 6.1 și prezentat în Figura 6.3.

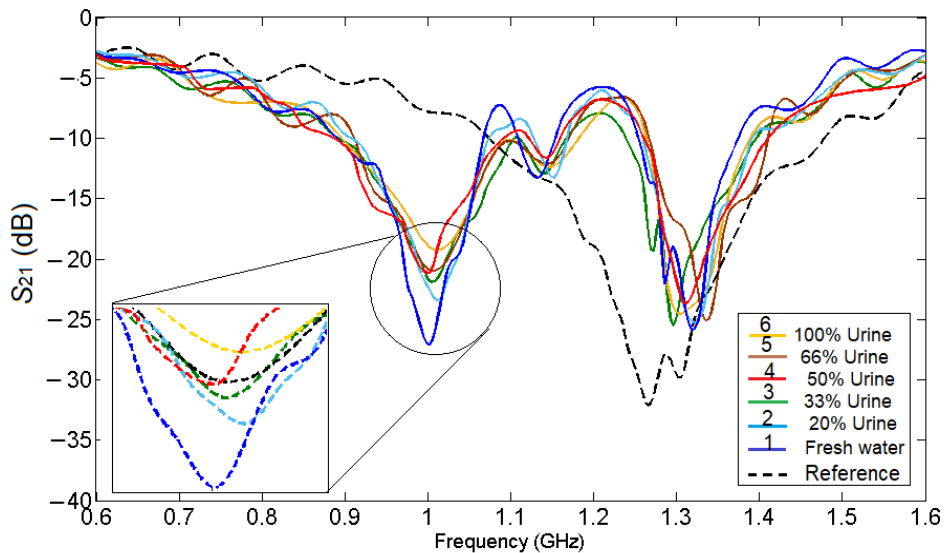
**Tabelul 6.1** Probe de amestec urină-apă.

Probă	apă (%)	Urina (%)
1	100	0
2	80	20
3	66	33
4	50	50
5	33	66
6	0	100



**Figura 6.3** Probe cu amestecuri de urină-apă în diferite rapoarte utilizate pentru măsurători.

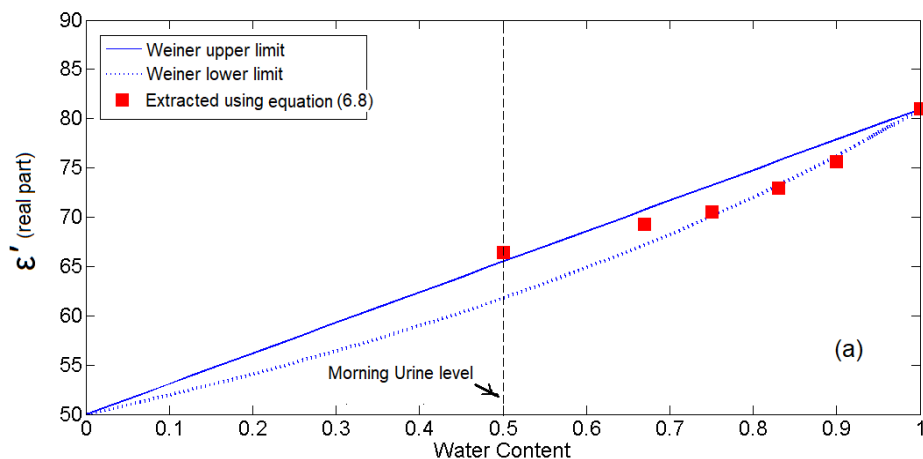
Pentru fiecare măsurătoare, senzorul este plasat pe o suprafață aspră, stabilă, iar SUT este plasat cu grijă pentru a acoperi întreaga zonă de detectare, asigurând că nu există niciun efect pelicular. Pentru a reduce efectul impurităților și al umidității din proba de testare anterioară, paharul s-a spălat bine, apoi s-a clătit cu apă și s-a uscat prin ștergere cu o perie de bumbac. Apoi s-a turnat în pahar următoarea probă de urină. Folosind analizorul de rețea Agilent E5071C, s-a măsurat modulul parametrului  $S_{21}$ . Rezultatele măsurătorilor sunt prezentate în Figura 6.4.

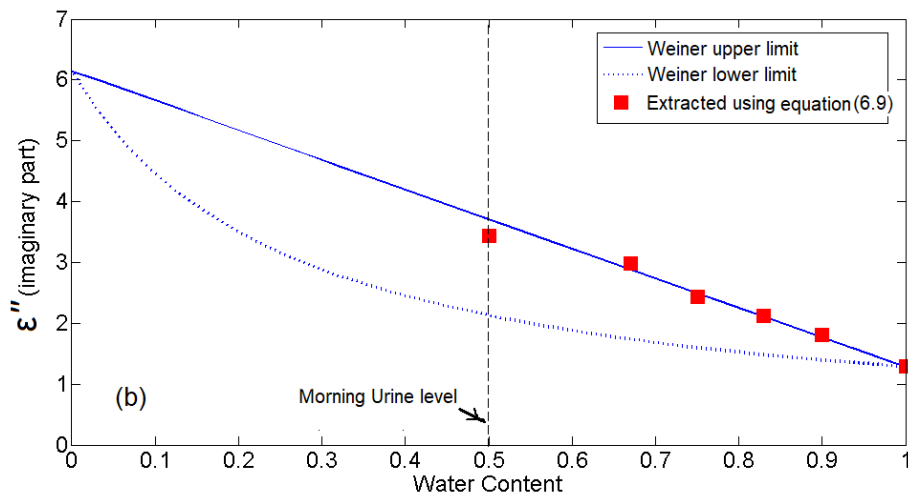


**Figura 6.4** Rezultatele măsurătorilor pentru probele prezentate în Figura 6.3, unde referința este reprezentată de senzorul descărcat.

Analizând rezultatele din figura 6.4, se poate observa comportamentul diferit al senzorului: atunci când acesta nu este încărcat, apare doar o frecvență de rezonanță și odată ce amestecurile sunt adăugate în pahar, simetria este întreruptă și apar două frecvențe de rezonanță. .

Partea reală și imaginară ale permitivității complexe pentru diferitele amestecuri urină-apă din Tabelul 6.2 sunt prezentate în Figura 6.5. Într-adevăr, amestecul urină-apă nu este un amestec binar, cum ar fi etanol-apă, metanol-apă, etc. Cu toate acestea, un bun acord cu prognoza prezentată de modelul Weiner care a extras bazându-se pe rezultatele simulării. Dovezi validitatea senzorului propus pentru a determina permitivitatea complexă rezonabilă a amestecului urină-apă. Valorile calculate ale părților reale și imaginare sunt prezentate în Tabelul 6.2.





**Figura 6.5** Părțile reală (a) și imaginară (b) ale permitivității pentru diferitele amestecuri de urină-apă.

**Tabelul 6.2** Rezultatele măsurătorilor.

Probă	$S_{21}$ [dB]	Factorul de calitate	$\Delta\sigma$ (S/m)	$\Delta  S_{21} $ [dB]	$\epsilon'_r$	$\epsilon''_r$	Apă [%]	S (%)
1	-26,93	34	-	-				
2	-23.39	23.181	0,348	3,54	75,6161	1,8058	80	2,53
3	-21,87	21.659	0,4986	5,06	72,9279	2,1292	71	2,71
4	-21.1	20.632	0,5744	5,83	69,3282	2,4418	67	2,84
5	-20,96	16.839	0,5882	5,97	69,3282	2,98054	66	2.826
6	-19.32	14.1456	0,7498	7,61	66,4429	3,4337	57	2,89

## 6.3 Discuții

În Tabelul 6.3, rezultatele obținute cu senzorul propus sunt comparate cu acelea cunoscute din literatură. De altfel, există puține investigații cu privire la măsurătorile amestecurilor dintre apă și lichide organice, cum ar fi urina. Totuși, referințele din Tabelul 6.3 se referă la senzori care măsoară amestecuri de lichide cu permitivitate relativă ridicată.

Urina este un amestec complex format din compuși anorganici și organici. Toate influențează permitivitatea electrică, așa că este foarte important să existe senzori preciși pentru a determina acești parametri.

În comparație cu rezultatele din cazul altor senzori de microunde bazați pe rezonanță, se poate observa că permitivitatea relativă este într-un interval mai restrâns, de la 66 la 74.

În plus, senzorul propus nu este unul microfluidic, dar are totuși câteva avantaje în comparație cu ele. Principalele avantaje se referă la faptul că procesul tehnologic este mult simplificat deoarece nu sunt necesare canale microfluidice, doar un pahar de teflon atașat la senzor, care nu influențează comportamentul în frecvență al senzorului. Astfel, senzorul propus în această lucrare poate fi folosit cu succes pentru a detecta cu mare sensibilitate modificările valorilor permitivității complexe a probelor de urină. Acesta poate fi folosit pentru a determina modificările metabolice și pentru a ajuta la diagnosticarea diferitelor tulburări.

**Tabelul 6.3** Comparație între rezultatele obținute cu diferiți senzori cu microunde bazați pe rezonanță.

Senzor	Tip de fluid	Frecvența centrală [GHz]	$\epsilon'_r$ gamă	S (%)	Ref.
Ghid de undă integrat în substrat	Izopropanol	3,6	4-76	0,15	[30]
CSRR	Etanol	2,37	9-79	0,03	[31]
Rezonator LC serie conectat prin derivație	Etanol	2	30-80	0,44	[32]
CSRR	Etanol	1,6	30-80	0,626	[33]
CSRR	metanol	0,9	35-80	1,8	[34]
CSRR	Urină	4	-	-	[35]
Structuri rezonante	Izopropanol	1,05	75-80	1,02	[36]
CSRR	Etanol	1,618	9-79	0,626	[37]
RLC	Glicerol	2,3	8,22-79,5	2,117	[38]
SRR	Izopropanol	1,8	75-80	1,6	[39]
Clasic	Glicerol/etanol	1,9	-	1,316	[40]
<b>Rezonator stub deschis</b>	<b>Urină</b>	<b>1,25</b>	<b>66-74</b>	<b>2,53</b>	<b>Propus</b>

# Capitolul 7

## Concluzii

Această lucrare prezintă o metodică de detecție nouă și îmbunătățită pentru diferite probe folosind tehnologia cu microunde privind interacțiunea dintre substanța testată (MUT) și câmpul electromagnetic de microunde. Această interacțiune este discutată în detaliu, deoarece proiectarea de noi senzori necesită o înțelegere perfectă a reflexiilor eșantioanelor pentru radiația cu microunde. În această gamă, sunt proiectate și fabricate noi tipuri de rezonatoare pentru a obține o sensibilitate înaltă și o eficiență ridicată, care sunt fundamentale în caracterizarea materialelor.

### 7.1 Concluziile capitolului 3

În acest capitol este propus un nou studiu bazat pe folosirea benzii de frecvențe în care permitivitatea electrică este negativă pentru determinarea parametrilor electrici ai circuitului echivalent al liniei de transmisie încărcate cu rezonatoare cu inel divizat complementar (CSRR). S-a cuplat o structură SRR cu o linie de transmisie microstrip și a fost investigat comportamentul în banda de frecvență aferentă permitivității negative, pentru a furniza frecvențele care sunt folosite în calculul parametrilor electrici ai circuitului echivalent. Circuitul echivalent a fost simulat și s-a obținut un bun acord între rezultatele obținute pentru frecvența de rezonanță derivată din rezultatele simulării și modelul de circuit echivalent. Rezultatele simulărilor pentru folosirea benzii de oprire a frecvenței de transmisie rămân compatibile cu rezultatele modelului de circuit echivalent atunci când sunt aplicate lungimi diferite de linie de transmisie și, prin urmare, se confirmă încă o dată valabilitatea circuitului echivalent. Creșterea capacității liniei gazdă,  $C$ , duce la o creștere a valorii capacității, prin urmare, se deplasează intervalul benzii de frecvență în care permitivitatea este negativă la frecvențe mai mici. Acest lucru confirmă faptul că parametrii circuitului echivalent influențează permitivitatea negativă.

## 7.2 Concluziile capitolului 4

În acest capitol este introdus un nou model de senzor planar de microunde stabilit pe rezonatorul cu inel divizat complementar (CSRR) precum și cu deschidere de aer în substratul structurii pentru o măsurare precisă a permitivității materialelor. CSRR este plasat în planul de masă, în timp ce deschiderea este plasată în substratul liniei microstrip. Două structuri CSRR cu și fără deschidere sunt selectate pentru analiza de sensibilitate și se are în vedere obținerea unei sensibilități cât mai mare. Frecvențele minime de transmisie pentru fiecare structură sunt determinate în funcție de permitivitatea probei. Este studiat un senzor cu CSRR care funcționează în banda de frecvențe 1,74–3,4 GHz. Frecvența minimă de transmisie a senzorului se schimbă de la 3,4 la 1,74 GHz, deoarece permitivitatea eșantionului variază de la 1 la 10. Un model numeric este introdus aici pentru calcularea rezoluției sistemului în funcție de frecvența de rezonanță și permitivitatea eșantionului folosind un simulator electromagnetic. Senzorul propus oferă o sensibilitate între 1,2-2,5 ori mai mare decât sensibilitatea senzorilor convenționali microstrip cu aceeași permitivitate relativă a substratului (fără deschidere). Sensibilitatea senzorului propus ajunge și la de 3 ori mai mare decât senzorii convenționali microstrip pe substrat Rogers, care este unul cu pierderi reduse (fara deschidere).

## 7.3 Concluziile capitolului 5

În acest capitol, se prezintă un senzor plan SRR modificat pentru măsurători precise și neinvazive ale permitivității dielectricilor solizi. Pornind de la SRR clasic, o structură modificată, folosind benzi verticale adăugate la o distanță apropiată de 0,2 mm față de SRR este investigată atât din perspectiva selectivității sporite, cât și din perspectiva dimensiunilor generale. Rezultatul este un senzor format din două SRR-uri modificate cu benzi verticale laterale, care prezintă o sensibilitate ridicată pentru două frecvențe de rezonanță, la 1,24 GHz și 2,08 GHz.

Un model de circuit echivalent simplificat este utilizat pentru a explica designul senzorului cu microunde și se obține un acord foarte bun între modelul de circuit și rezultatele complete ale simulării electromagnetice. După o investigație atentă, cei doi senzori VS-SRR sunt selectați pentru a fi investigați în continuare. Pentru fiecare frecvență de rezonanță, s-au luat în considerare datele obținute după simularea electromagnetică și folosind o metodă de potrivire a curbei, s-au determinat expresii analitice atât pentru partea reală, cât și pentru cea imaginară. ale permitivității. Acestea sunt exprimate în funcție de frecvențele de rezonanță, grosimea MUT-ului și factorul de calitate al senzorului încărcat.

Senzorul este implementat pe un substrat disponibil comercial, substrat FR-4, cu grosimea de 1,6 mm, cu dimensiuni reduse și putând măsura părțile reale și imaginare ale permitivității pentru diferite probe dielectrice solide, cu erori mai mici. de 4,5% pentru ambele frecvențe de rezonanță în toate cazurile analizate. Am luat în



considerare o gamă largă de probe, cu grosimi diferite, tangente de pierderi diferite și constante dielectrice diferite pentru a identifica mai bine capacitățile sensorului în scenarii din viața reală. Diversitatea probelor ne-a ajutat să observăm limitările modelului numeric dezvoltat în Secțiunea 5.2 și să găsim soluții pentru a le depăși, cum ar fi utilizarea cu succes a celei de-a doua frecvențe de rezonanță.

De asemenea, am măsurat factorul de calitate atât pentru senzorul descărcat, cât și pentru cel încărcat folosind frecvența de rezonanță și lățimea de bandă relativă de 3dB a răspunsului în frecvență al rezonatorului. Această abordare a adăugat mai multă consistență practică investigației noastre. Totuși, unele îmbunătățiri pot fi încă aduse în ceea ce privește miniaturizarea ulterioară și posibilitatea de a utiliza acest senzor pentru caracterizarea dielectrică a lichidului.

## 7.4 Concluziile capitolului 6

A fost proiectat, fabricat și testat un senzor diferențial cu microstrip extrem de sensibil pentru aplicații de detectare biomedicală. Este alcătuit din două părți identice, fiecare dintre ele fiind făcută dintr-un divizor de putere Wilkinson și o linie de transmisie încărcată cu două rezonatoare deschise. Structura este ușor de fabricat pe un singur strat de microstrip de metal. Paharul de teflon este plasat deasupra suprafeței microstrip în loc să aibă un canal de microfluid gravat, simplificând astfel procesul de producție. Probele utilizate pentru măsurători au fost amestecuri de apă și urină cu ponderi diferite. Rezultatele au fost utilizate pentru a determina permitivitatea complexă a amestecurilor lichide, inclusiv apă pură și urină pură. Datorită începerii cu probe diferite de amestec care sunt furnizate în simulare, intervalul de date privind conținutul de apă care a fost utilizat în simulare a fost recalibrat pentru a se potrivi cu același interval de date al probelor măsurate. Ca rezultat, s-a obținut un consens bun între valorile de permitivitate complexe măsurate și cele prognozate de modelul Weiner bazat pe rezultatele simulării. Valorile permitivității complexe arată o concordanță bună cu valorile de referință. În plus, sensibilitatea sensorului determinată pe baza măsurătorilor este foarte bună în comparație cu aceea menționată în lucrări similare. Senzorul poate fi utilizat cu succes în aplicații medicale care necesită investigarea parametrilor electrici ai urinei în diferite afecțiuni medicale.

## 7.5 Lista contribuțiilor personale

- A fost propusă o nouă abordare pentru extragerea parametrilor electrici ai circuitului echivalent ai liniei de transmisie încărcate cu rezonatoare cu inel divizat complementar (CSRR), bazată pe determinarea benzii de frecvență în care apare permitivitatea electrică negativă. Procedura furnizează caracteristicile electrice ale CSRR (inductanță,  $L_c$ , capacitate,  $C_c$  și frecvențe de rezonanță proprii). Modelul de circuit echivalent obținut pentru linia de

transmisiune încărcată cu CSRR a fost simulat și s-a obținut un bun acord între rezultatele simulării și acelea ale modelului de circuit echivalent. Validitatea utilizării circuitului echivalent este întărită prin aplicarea pentru diferite lungimi de linie de transmisiune (linie gazdă). De asemenea, rezultatele evaluării pierderii minime de inserție determinate pe baza modelul de circuit echivalent furnizat (care sunt propuse de abordare) rămân compatibile cu cele obținute prin simulare. Rezultatele au fost diseminate prin publicarea lucrării [7.6,3].

- Un nou model de senzor planar de microunde folosind rezonatorul cu inel divizat complementar (CSRR) precum și o deschidere de aer în substratul structurii este introdus pentru o măsurare precisă a permitivității materialelor. S-a făcut o analiză a rezultatelor și s-a constatat că structura CSRR cu deschidere prezintă o sensibilitate mai bună în comparație cu structura CSRR fără deschidere fiind deci mai potrivită pentru realizarea senzorului. A fost introdusă o paradigmă numerică pentru calcularea rezoluției sistemului ca o atribuire a frecvenței de rezonanță și a permitivității eșantionului folosind un simulator electromagnetic. Rezultatele au fost publicate în lucrarea [7.6,1].
- Un senzor care utilizează rezonatoare cu inel despărțit (SRR) modificata fost proiectat, simulat, fabricat și utilizat pentru investigații avansate și măsurători precise ale părților reală și imaginară ale permitivității dielectricilor solizi. Simulările numerice au fost utilizate pentru a dezvolta un model matematic bazat pe un instrument de potrivire a curbei pentru ambele frecvențe de rezonanță, permițând obținerea de relații analitice pentru părțile reală și imaginară ale permitivității în funcție de grosimea probei și de factorul de calitate. Senzorul este proiectat și fabricat pe un substrat FR-4 de 1,6 mm grosime. Măsurătorile diferitelor mostre, cum ar fi sticlă transparentă, sticlă acrilică, plexiglas și teflon, confirmă faptul că senzorul SRR modificat este ușor de implementat și oferă rezultate suficient de precise pentru toate cazurile (cu erori de măsurare mai mici de 4,5%).
- A fost proiectat, fabricat și testat un senzor diferențial cu microstrip extrem de sensibil pentru caracterizarea complexă a permitivității probelor de urină. Senzorul a fost implementat pe un substrat FR-4 Epoxy cu o grosime de 1,6 mm. Pentru măsurare au fost luate în considerare diferite procentaje ale celor două componente ale amestecurilor de apă-urină. Au fost testate probe cu conținut de urină în apă cu procentaje diferite, cum ar fi 0% urină (100% apă), 20% urină, 33% urină, 50% urină, 66% urină și 100% urină. Permitivitatea complexă a probelor a fost determinată pe baza unui model matematic și a rezultatelor măsurătorilor. Rezultatele au fost diseminate în lucrarea [7.6,5].

## 7.6 Lista publicațiilor

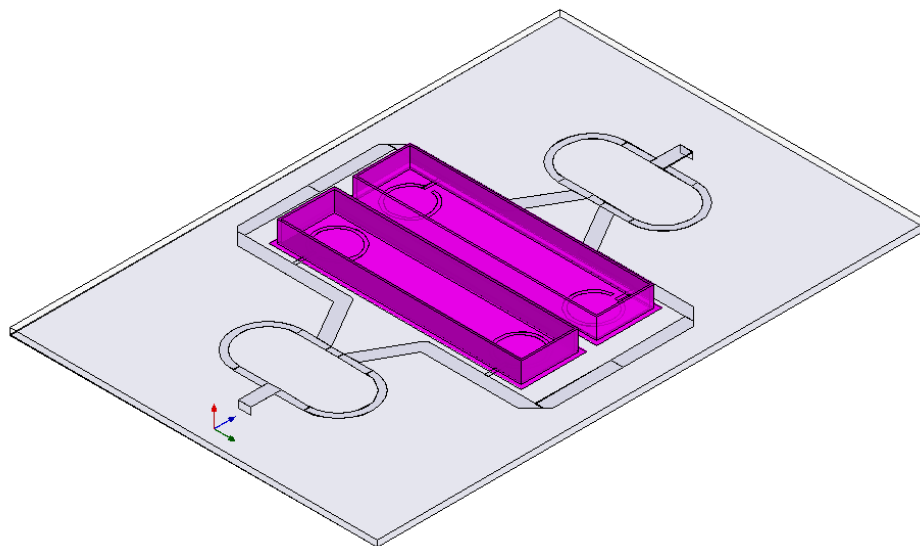
1. A. A. Al-behadili, T. Petrescu, and I. A. Mocanu. "Complimentary Split Ring Resonator Sensor with High Sensitivity Based on Material Characterization." *Telkomnika* 18, no. 1 (2020): 272-281.
2. A. A. Al-behadili, and T. Petrescu. "Determination of Transmission Zero Frequency for Complementary Split-Ring Resonator/Split-Ring Resonator Unit Cells from Effective Permittivity and Permeability." In *2019 11th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE)*, pp. 1-6. IEEE, 2019.
3. A. A. Al-behadili, T. Petrescu, and I. A. Mocanu. "Method of Extracting The Equivalent Circuit of Complementary Split Ring Resonator Loaded Transmission Line Relying on Negative Permittivity Characteristic." *Revue Roumaine des Sciences Techniques-Serie Electrotechnique et Energetique* 65, no. 1-2 (2020): 81-85.
4. A. A. Al-behadili, I. A. Mocanu, N. Codreanu, and M. Pantazica. "Modified split ring resonators sensor for accurate complex permittivity measurements of solid dielectrics." *Sensors* 20, no. 23 (2020): 6855.
5. A. A. Al-behadili, I. A. Mocanu, T. M. Petrescu and T. A. Elwi. "Differential Microstrip Sensor for Complex Permittivity Characterization of Organic Fluid Mixtures." *Sensors*, 21 (7865), pp. 2-20,2021. Doi.org/10.3390/s21237865.

## 7.7 Perspective de continuare a cercetărilor în viitor

Posibilitățile de a dezvolta abordările propuse derivă din concluziile evidențiate în teza de doctorat. Mai multe lucrări viitoare ar putea fi focalizate pe creșterea sensibilității, acurateței și performanțelor senzorilor dezvoltați în teză. Câteva recomandări și idei pentru lucrări ulterioare sunt menționate în continuare.:

Sensibilitatea senzorului prezentat în capitolul cinci ar putea fi mărită prin creșterea factorului de calitate al rezonatorului VS-SRR. Acest lucru se poate realiza prin înlocuirea substratului FR4 cu pierderi mari cu un substrat cu pierderi mai reduse, cum ar fi Rogers RT/duroid 5870(tm), Rogers RT/duroid 5880(tm) etc.

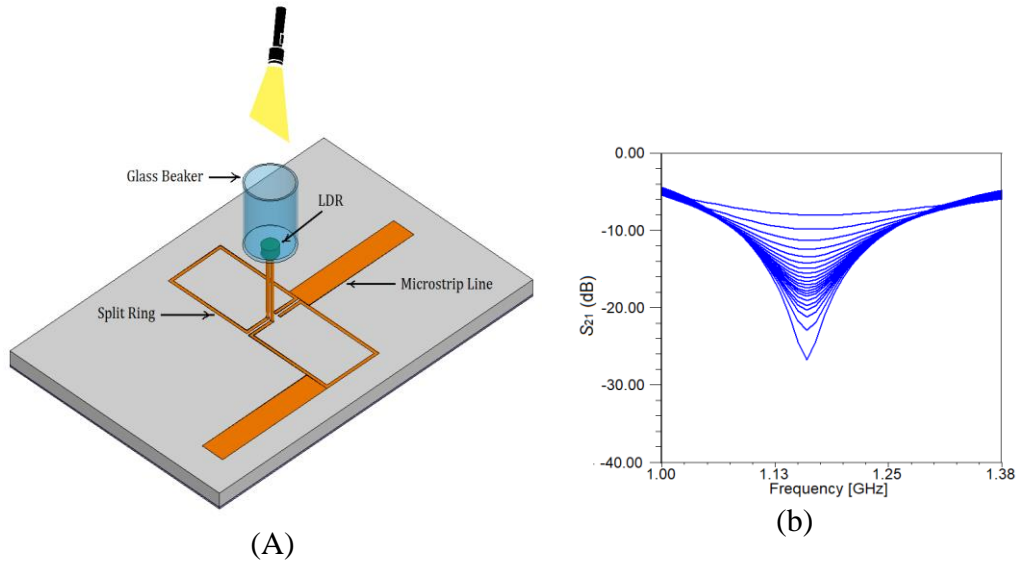
Performanțele sensorului analizat în capitolul șase ar putea fi îmbunătățite prin creșterea înălțimii peretelui paharului, prin urmare prin creșterea volumului probei, ceea ce ar permite o evaluare mai bună a proprietăților materialului lichid. În plus, un al doilea pahar de teflon ar putea fi pus pe cele două elemente rezonante libere ale, așa cum se arată în Figura 7.1, pentru a putea compara probe lichide diferite, cum ar fi detectarea deficienței și impurităților în lichidul de testare sau poate fi utilizat pentru a caracteriza probele lichide îmbunătățind robustețea la factorii ecologici care produc sensibilitate încrucișată sau standardizare greșită.



**Figura 7.1** *Senzorul propus cu două pahare pentru aplicații de testare a lichidelor.*

Deși au fost obținute măsurători destul de precise de la senzorul propus în capitolul șase, totuși tehnica nu a luat în considerare spațiul de aer dintre senzor și suprafața paharului, care este foarte important pentru măsurarea precisă a permitivității complexe.

Pentru a rezolva această problemă, se poate dezvolta un nou studiu bazat pe utilizarea unui rezistor extern dependent de lumină, LDR, sau unei celule fotoconductive conectate la structura sensorului. Valoarea LDR se modifică în funcție de schimbarea intensității luminii incidente asupra acestuia, deci valoarea pierderii de inserție va fi influențată în funcție de aceasta. Senzorul este proiectat astfel încât să poată fi pus care coține proba lichidă deasupra suprafeței LDR, astfel încât lumina care vine din pahar va modifica valoarea LDR, așa cum se arată în Figura 7.2 (a), (b).



**Figura 7.2** (a) Pe baza senzorului propus LDR pentru aplicații de testare a lichidelor, (b) răspunsul de transmisie al probei lichide atunci când trece de la concentrație mare la concentrație scăzută detectată prin variația intensității luminii incidente pe suprafața LDR.

Din cele de mai sus reiese clar că performanța senzorului depinde în întregime de standardul de calitate al sensibilității LDR, prin urmare limitarea impusă de întrefierul care însoțește majoritatea tehnicilor senzorilor cu microbandă este complet eliminată.

# Bibliografie

- [1] A.A. Abduljabar, *Compact microwave microfluidic sensors and applicator*, PhD diss., Cardiff University, 2016.
- [2] Y. Zhao, Y. Li, B. Pan, S.H. Kim, Z. Liu, M.M. Tentzeris, J. Papapolymerou, M. G. Allen, *RF evanescent-mode cavity resonator for passive wireless sensor applications*, *Sensors and Actuators A: Physical*, 161(1-2), pp. 322-328, 2010.
- [3] C. Elbuken, T. Glawdel, D. Chan, C.L. Ren, *Detection of microdroplet size and speed using capacitive sensors*, *Sensors and Actuators A: Physical*, 171(2), pp. 55-62, 2011.
- [4] L.F. Chen, C.K. Ong, C.P. Neo, V.V. Varadan, V.K. Varadan, *Microwave electronics material measurements and characterization*, John Wiley and Sons, Ltd, 2004.
- [5] A. technologies, *Basics of measuring the dielectric properties of materials*, Agilent technologies Application Note, 2006.
- [6] Alahnomi, A. Rammah, Z. Zakaria, E. Ruslan, A.A. Bahar, *A novel symmetrical split ring resonator based on microstrip for microwave sensors*, *Measurement Science Review*, 16(1), pp. 21-27, 2016.
- [7] Khan, M.T., Ali, S.M, *A brief review of measuring techniques for characterization of dielectric materials*, *Int. J. Inf. Technol. Electr. Eng.*, 1(1), pp. 1-5, 2012
- [8] Venkatesh, M.S., Raghavan, G.S.V, *An overview of dielectric properties measuring techniques*, *Can. Biosyst. Eng.*, 47(7), pp. 15-30, 2005
- [9] Jha, S.N., Narsaiah, K., Basediya, A.L., Sharma, R., Jaiswal, P., Kumar, R., Bhardwaj, R, *Measurement techniques and application of electrical properties for nondestructive quality evaluation of foods—A review*, *Journal of Food Sci. Technol.*, 48(4), pp. 387-411, 2011.
- [10] Alahnomi, A. Rammah, et al., *Review of Recent Microwave Planar Resonator-Based Sensors: Techniques of Complex Permittivity Extraction, Applications, Open Challenges and Future Research Directions*, *Sensors*, 21(7), pp. 2267, 2021.
- [11] Ansari, M.A. Hussain, A.K. Jha, M.J. Akhtar, *Design and Application of the CSRR Based Planar Sensor for Non-Invasive Measurement of Complex Permittivity*, *IEEE Sens. J.*, 15(12), pp. 7181-7189, 2015.
- [12] S. Kayal, T. Shaw, D. Mitra, *Design of Metamaterial-Based Compact and Highly Sensitive Microwave Liquid Sensor*, *Appl. Phys. A Mater. Sci. Process.*, 126(1), pp. 1-9, 2020.
- [13] E.L. Chuma, Y. Iano, G. Fontgalland, L.L Bravo Roger., *Microwave Sensor for Liquid Dielectric Characterization Based on Metamaterial Complementary Split Ring Resonator*, *IEEE Sens. J.*, 18(24), pp. 9978-9983, 2018. [CrossRef]

- [14] W. Withayachumnankul, K. Jaruwongrungrsee, A. Tuantranont, C. Fumeaux, D. Abbott, *Metamaterial-Based Microfluidic Sensor for Dielectric Characterization*, *Sens. Actuators A Phys.*, 189, pp. 233-237, 2013. [CrossRef]
- [15] J. Rivera, M. Carrillo, M. Chacón, G. Herrera, G. Bojorquez, *Self-calibration and optimal response in intelligent sensors design based on artificial neural networks*, *Sensors*, 7(8), pp. 1509-1529, 2007. [CrossRef]
- [16] I. J. Bahl, *Lumped Elements for RF and Microwave Circuits*, Artech House microwave library, pp. 24-27, 2003.
- [17] M. D. Pozar, *Microwave engineering*, 4th edition, John Wiley & Sons, pp.177-193, 2012.
- [18] J. Bonache, M. Gil, I. Gil, J. García-García, F. Martín, *On the electrical characteristics of complementary metamaterial resonators*, *IEEE Microwave. Wireless Compon. Lett.*, 16(10), pp. 543–545, 2006.
- [19] J. Bonache, M. Gil, I. Gil, J. Garcia-Garcia, F. Martin, *On the electrical characteristics of complementary metamaterial resonators*, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 16(10), pp. 543-545, Oct. 2006.
- [20] M. S. Boybay, O. M. Ramahi, *Material Characterization Using Complementary Split-Ring Resonators*, in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 61(11), pp. 3039-3046, Nov. 2012.
- [21] J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins, W.J. Stewart, *Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena*. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 47(11), pp. 2075-2084, 1999.
- [22] G. Galindo-Romera,; F.J. Herraiz-Martínez, M. Gil, J.J. Martinez-Martinez, Segovia-argas, *Submersible Printed Split-Ring Resonator-Based Sensor for Thin-Film Detection and Permittivity Characterization*, *IEEE Sens. J.*, 16(10), pp. 3587-3596, 2016.
- [23] C.-S. Lee, C.-L. Yang, *Complementary split-ring resonators for measuring dielectric constants and loss tangents*. *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, 24(8), pp. 563-565, 2014. [CrossRef]
- [24] Rhode, Schwarz, *Measurement of Dielectric Material Properties Application Note*, Availableonline:[https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl\\_downloads/dl\\_application/00aps\\_undefined/RAC-0607-0019-1-5E.pdf](https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl_downloads/dl_application/00aps_undefined/RAC-0607-0019-1-5E.pdf) (accessed on 20 September 2020).
- [25] Physical Properties of Acrylic Sheets. Available online: <https://www.builditsolar.com/References/Glazing/physicalpropertiesAcrylic.pdf> (accessed on 20 September 2020).
- [26] A.K. Verma, A.S. Omar, *Microstrip resonator sensors for determination of complex permittivity of materials in sheet, liquid and paste forms*. *Microw. Antennas Propag. IEE Proc.*, 152(1), pp. 47-54, 2005. [CrossRef]

- [27] A. L. Mckenzie, L. E. Armstrong, *Monitoring Body Water Balance in Pregnant and Nursing Women: The Validity of Urine Color*, *Annals of Nutrition and Metabolism*, 70 (11), pp. 18-22, 2017.
- [28] L. E. Armstrong, M. S. Ganio, J. F. Klau, E. C. Johnson, D. J. Casa, C. M. Maresh, *Novel hydration assessment techniques employing thirst and a water intake challenge in healthy men*, *Applied physiology, Nutrition, and Metabolism*, 39(2), pp. 138-144, 2013.
- [29] A. Al-Fraihat, A. Wesam Al-Mufti, U. Hashim, T. Adam, *Potential of urine dielectric properties in classification of stages of breast carcinomas*, 2nd International Conference on Electronic Design (ICED), 2014, pp. 305-308, doi: 10.1109/ICED.2014.7015819.
- [30] G. M. Rocco, M. Bozzi, D. Schreurs, L. Perregri, S. Marconi, G. Alaimo, F. Auricchio, *3-D Printed Microfluidic Sensor in SIW Technology for Liquids' Characterization*, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 68(3), pp. 1175-1184, March 2020, doi: 10.1109/TMTT.2019.2953580.
- [31] E. L. Chuma, Y. Iano, G. Fontgalland, L. L. Bravo Roger, *Microwave Sensor for Liquid Dielectric Characterization Based on Metamaterial Complementary Split Ring Resonator*, *IEEE Sensors Journal*, 18(24), pp. 9978-9983, 15 Dec.15, 2018, doi: 10.1109/JSEN.2018.2872859.
- [32] A. Ebrahimi, J. Scott, K. Ghorbani, *Ultrahigh-Sensitivity Microwave Sensor for Microfluidic Complex Permittivity Measurement*, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 67(10), pp. 4269-4277, Oct. 2019, doi: 10.1109/TMTT.2019.2932737.
- [33] P. Velez, L. Su, K. Grenier, J. Mata-Contreras, D. Dubuc, F. Martín, *Microwave microfluidic sensor based on a microstrip splitter/combiner configuration and split ring resonators (SRRs) for dielectric characterization of liquids*, *IEEE Sensors J.*, 17(20), pp. 6589-6598, Oct. 2017.
- [34] P. Vélez, K. Grenier, J. Mata-Contreras, D. Dubuc, F. Martín, *Highly-Sensitive Microwave Sensors Based on Open Complementary Split Ring Resonators (OCSRRs) for Dielectric Characterization and Solute Concentration Measurement in Liquids*, *IEEE Access*, 6, pp. 48324-48338, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2867077.
- [35] C.-H Li, K. Chen, C. Yang, C. Lin K. Hsieh, *A urine testing chip based on the complementary split-ring resonator and microfluidic channel*, *IEEE Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, 2018, pp. 1150-1153, doi: 10.1109/MEMSYS.2018.8346765.
- [36] P. Vélez, J. Muñoz-Enano, M. Gil, J. Mata-Contreras, F. Martín, *Differential Microfluidic Sensors Based on Dumbbell-Shaped Defect Ground Structures in Microstrip Technology: Analysis, Optimization, and Applications*, *Sensors*, 19, 3189, 2019, doi:10.3390/s19143189.
- [37] H.-Y. Gan et al., *Differential Microwave Microfluidic Sensor Based on Microstrip Complementary Split-Ring Resonator (MCSRR) Structure*, *IEEE Sensors Journal*, 20,(11), pp. 5876-5884, 1 June1, 2020, doi: 10.1109/JSEN.2020.2973196.



- [38] A. Ebrahimi, F.J. Tovar-Lopez, J. Scott, K. Ghorbani, *Differential microwave sensor for characterization of glycerol–water solutions*, *Sensors Actuators B Chem.*, 321, 128561, 2020, doi:10.1016/j.snb.2020.128561.
- [39] J. Muñoz-Enano, P. Vélez, M. Gil, F. Martín, *Microfluidic reflective-mode differential sensor based on open split ring resonators (OSRRs)*, *Int. J. Microw. Wirel. Technol.*, 12, pp. 588–597, 2020, doi:10.1017/s1759078720000501.
- [40] B.-X. Wang, W.-S. Zhao, D.-W. Wang, W.-J. Wu, Q. Liu, G. Wang, *Sensitivity optimization of differential microwave sensors for microfluidic applications*, *Sensors Actuators A Phys.*, 330, 112866, 2021, doi:10.1016/j.sna.2021.112866.