



UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO NORTE  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E  
DE COMPUTAÇÃO



**ANÁLISE DA DETERMINAÇÃO DA CONSTANTE ELÉTRICA DE  
MATERIAIS SÓLIDOS E LÍQUIDOS USANDO PARÂMETROS DE  
TRANSMISSÃO NA FAIXA DE MICROONDAS**

**AUTOR: ANDRÉ SOFFIATTI**

Orientador: Prof. Dr. Laércio Martins de Mendonça

**Tese de Doutorado** apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN (área de concentração: Telecomunicações) como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Ciências.

**Número de Ordem PPgEEC: D227  
Natal-RN, Setembro de 2018**

Universidade Federal do Rio Grande do Norte - UFRN  
Sistema de Bibliotecas - SISBI  
Catalogação de Publicação na Fonte. UFRN - Biblioteca Central Zila Mamede

Soffiatti, André.

Análise da determinação da constante elétrica de materiais sólidos e líquidos usando parâmetros de transmissão na faixa de microondas / André Soffiatti. - 2018.

74 f.: il.

Tese (doutorado) - Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação. Natal, RN, 2018.

Orientador: Prof. Dr. Laércio Martins de Mendonça.

1. Microondas - Tese. 2. Metamaterial - Tese. 3. Antena de Microfita - Tese. I. Mendonça, Laércio Martins de. II. Título.

RN/UF/BCZM

CDU 621.396.67

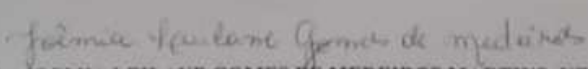


Universidade Federal do Rio Grande do Norte  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE  
COMPUTAÇÃO**

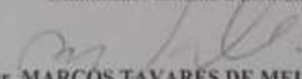
ATA Nº 227

ATA Nº 227

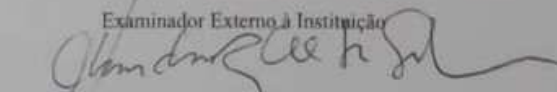
Aos vinte e oito dias do mês de agosto do ano de dois mil e dezoito, foi realizada a 227ª sessão de defesa de tese de doutorado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN, na qual o doutorando André Soffiatti apresentou o trabalho que tem como título: Análise da Determinação da Permissividade Elétrica de Materiais Sólidos e Líquidos Usando Parâmetros de Transmissão na faixa de Microondas. A sessão teve início às 09h00min, tendo a banca examinadora sido constituída pelos seguintes participantes: Luércio Martins De Mendonça (Dr. UFRN, Presidente), Joemia Leilane Gomes de Medeiros Martins (Dra. UFRSA, Examinadora Externa à Instituição), Marcos Tavares de Melo (Dr. UFPE, Examinador Externo à Instituição), Claudio Rodrigues Muniz da Silva (Dr. UFRN, Examinador Externo ao Programa) e Adaildo Gomes D Assunção (Dr. UFRN, Examinador Interno ao Programa). Após a apresentação do trabalho e o exame pela banca, o doutorando foi considerado APROVADO, tendo sido lavrada a presente ata, que vai assinada pelos examinadores e pelo doutorando. A versão final da tese deverá ser entregue ao programa, no prazo máximo de 60 dias, contendo as modificações sugeridas pela banca examinadora e constante na folha de correção anexa. Conforme o Artigo 49 da Resolução 197/2013 - CONSEPE, o candidato não terá o título se não cumprir as exigências acima.

  
**Dr. JOEMIA LEILANE GOMES DE MEDEIROS MARTINS, UFRSA**

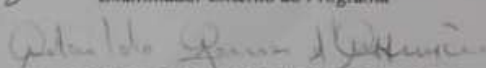
Examinador Externo à Instituição

  
**Dr. MARCOS TAVARES DE MELO, UFPE**

Examinador Externo à Instituição

  
**Dr. CLAUDIO RODRIGUES MUNIZ DA SILVA, UFRN**

Examinador Externo ao Programa

  
**Dr. ADAILDO GOMES D ASSUNCAO, UFRN**

Examinador Interno

  
**Dr. LAÉRCIO MARTINS DE MENDONCA, UFRN**

Presidente



## **Dedico**

À minha esposa Veluzia, que tanto me apoiou e incentivou, aos meus filhos Fabio Luiz e José Luiz que são o tesouro maior da minha vida.



---

# Agradecimentos

---

“Nossas virtudes e nossos defeitos são inseparáveis, assim como a luz e a escuridão. Quando separados, o homem deixa de existir.”

Primeiramente, agradeço a Deus por ter me permitido a realização deste trabalho, por ter me dado força e esperança durante todos os momentos da minha existência.

Aos Professores Dr. Sandro Gonçalves da Silva e Dr. Laércio Martins de Mendonça, professores do Departamento de Comunicações da Universidade Federal do Rio Grande do Norte, por terem me dado uma oportunidade ímpar e por terem acreditado no meu trabalho.

Aos Professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação da Universidade Federal do Rio Grande do Norte que contribuíram para minha formação durante este curso.

Ao financiamento fornecido pela bolsa CAPES, o qual possibilitou que eu me dedicasse à pesquisa e à escrita dessa tese.

“As pessoas são o que acreditam ser e seus olhos veem o que querem ver” Exemplos são para serem seguidos, agradeço às minhas tias Neusa, Edna, Fanny e Dione, (*in memoriam*) cada uma com suas características me despertaram sentimentos como amor, humildade, carinho, sabedoria e dedicação, sentimentos essenciais para a busca do conhecimento. Aos meus tios Miguel e Carlos Fernando que como amigos, encontrei não um, e sim dois que gostaria de chamar de pai. Obrigado pela generosidade, exemplo, cuidado e atenção, serei eternamente grato.

Ao meu pai Fábio Soffiatti (*in memoriam*) e a minha mãe Dora, que contribuíram para minha formação.

Ao meu sogro Carlos José pelo apoio e minha sogra Dália pela sutileza de incentivar-me a ir buscar o que se parecia impossível.

“Amigos são aqueles que ajudam a nos colocar de pé quando nossas asas esquecem como voar.” Thiago e Moura pelo apoio incondicional, aos amigos do programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, em especial aos amigos Leonardo Martins Caetano e Yuri Max que tanto me auxiliaram nessa caminhada e estendendo a todos os demais que fazem parte do programa PPgEEC da UFRN.





---

# Resumo

---

Com o rápido crescimento da tecnologia, tornou-se necessário o desenvolvimento de dispositivos sensoriais para o controle e a automação de vários processos agrícolas, farmacêuticos e alimentícios, a fim de um melhor entendimento das propriedades dielétricas dos materiais e das técnicas de medição. Este trabalho apresenta uma investigação e construção de um sistema sensor eletromagnético baseado em antenas planares e não-planares que são utilizadas para avaliar impurezas em substâncias sólidas e líquidas de acordo com a qualidade de transmissão entre elas. Para isso, foi implementada uma configuração dedicada com testes em várias frequências para monitorar o comportamento da variação de transmissão entre as antenas utilizando o método do espaço livre. Também foi realizada análise da transmissão entre os sensores variando os ângulos de incidência de sinal transmitido e da distância. O sistema sensor proposto foi testado em várias frequências resultando em diferentes valores de sensibilidade. Os protótipos foram construídos e testados para analisar os efeitos dielétricos das impurezas nas substâncias líquidas de Epocler, NaCl e C<sub>2</sub>H<sub>4</sub>O<sub>2</sub> e sólidas em medicamentos como comprimidos e cápsulas com diferentes dimensões e pesos. A metodologia usou uma técnica simples para calcular os parâmetros de espalhamentos [S] em sólidos e líquidos e com seu processamento obter as propriedades dielétricas dos materiais considerados. Além disso, um modelo matemático é apresentado para os parâmetros de transmissão relacionado com a constante dielétrica  $\epsilon_r$ . Nos procedimentos experimentais, os parâmetros [S] são coletados em espaço livre pelo Vector Network Analyzer (VNA), usando antenas tipo corneta e também antenas planares com metamaterial. Os resultados teóricos e experimentais são validados através de coerências métricas obtidas.

**Palavras-Chave:** Permissividade complexa, caracterização de materiais, método do espaço livre, antenas de microfitas, sensor metamaterial.



---

# Abstract

---

With the rapid growth of technology, it has become necessary to develop sensory devices for the control and automation of various agricultural, pharmaceutical and food processes in order to better understand the dielectric properties of materials and measurement techniques. This work presents an investigation and construction of an electromagnetic sensor system based on planar and non-planar antennas that are used to evaluate impurities in solid and liquid substances according to the quality of transmission between them. For this, a dedicated configuration was implemented with tests in several frequencies, to monitor the behavior of the transmission variation between the antennas using the free space method. Transmission analysis was also performed between the sensors, varying the angles of transmitted signal incidence and distance. The proposed sensor system was tested at several frequencies resulting in different sensitivity values. The prototypes were constructed and tested to analyze the dielectric effects of impurities in liquid substances of Epocler, NaCl and C<sub>2</sub>H<sub>4</sub>O<sub>2</sub> and solid in medicaments such as tablets and capsules of different sizes and weights. The methodology used a simple technique to calculate the parameters of scattering [S] in solids and liquids and with its processing to obtain the dielectric properties of the materials considered. In addition, a mathematical model is presented for the transmission parameters related to the dielectric constant  $\epsilon_r$ . In the experimental procedures, the parameters [S] are collected in free space by the Vector Network Analyzer (VNA), using horn antennas and also planar antennas with metamaterial. The theoretical and experimental results are validated through metric coherences obtained.

**Keywords:** Complex permeability ,material characterization, free space method, microstrip antenna, metamaterial sensor.



---

# Sumário

---

|                                                        |            |
|--------------------------------------------------------|------------|
| <b>Sumário</b>                                         | <b>i</b>   |
| <b>Lista de Figuras</b>                                | <b>iii</b> |
| <b>Lista de Tabelas</b>                                | <b>v</b>   |
| <b>Lista de Símbolos e Abreviaturas</b>                | <b>vii</b> |
| <b>Capítulo 1 - Introdução.....</b>                    | <b>2</b>   |
| 1.1 Organização do texto.....                          | 3          |
| <b>Capítulo 2 - Fundamentação Teórica .....</b>        | <b>5</b>   |
| <b>Capítulo 3 - Antenas de Microfita.....</b>          | <b>10</b>  |
| 3.1 Materiais Artificiais - Metamateriais.....         | 23         |
| 3.2 Método do Espaço Livre.....                        | 29         |
| <b>Capítulo 4 - Materiais Líquidos e Sólidos .....</b> | <b>36</b>  |
| <b>Capítulo 5 - Setup de Medição .....</b>             | <b>43</b>  |
| 5.1 Projeto da antena de Microfita.....                | 43         |
| 5.2 Experimento.....                                   | 51         |
| 5.3 Resultados e Discussões.....                       | 56         |
| <b>Capítulo 6 - Conclusão .....</b>                    | <b>68</b>  |
| 6.1 Publicações.....                                   | 70         |
| <b>Referências Bibliográficas .....</b>                | <b>71</b>  |



---

# Lista de Figuras

---

|                                                                                                                    |    |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 2.1 Relação entre a permissividade complexa e a tangente de perdas.....                                            | 08 |
| 2.2 Fotografia de uma antena de corneta.....                                                                       | 08 |
| 2.3 Setup de medição usado técnica de espaço livre.....                                                            | 09 |
| 3.1 Antena de microfita com <i>patch</i> retangular excitada por linha de microfita.....                           | 10 |
| 3.2 Padrões de irradiação 3D e 2D gerados pelo software MStrip40.....                                              | 13 |
| 3.3 Exemplo da medição da largura de banda em função do coeficiente de reflexão.....                               | 15 |
| 3.4 Representação da polarização de uma onda eletromagnética.....                                                  | 16 |
| 3.5 Largura de Feixe de 3dB.....                                                                                   | 17 |
| 3.6 Antena de microfita com formato retangular alimentada por cabo coaxial.....                                    | 18 |
| 3.7 Antena retangular alimentada por linha de microfita.....                                                       | 19 |
| 3.8 Antena retangular alimentada por linha de microfita via “ <i>inset-feed</i> ” .....                            | 19 |
| 3.9 Antena retangular alimentada através de acoplamento eletromagnético.....                                       | 20 |
| 3.10 Vista de top do elemento radiador, mostrando as regiões de campos de franja.....                              | 22 |
| 3.11 Vista lateral do elemento radiador, mostrando linhas de campo elétrico no substrato.....                      | 22 |
| 3.12 Modelo da parede magnética de uma antena de microfita.....                                                    | 23 |
| 3.13 Exemplo de metamaterial em 3-D.....                                                                           | 24 |
| 3.14 Quadro resumo - características dos metamateriais.....                                                        | 24 |
| 3.15 Diagrama ilustrativo para as refrações positiva(a) e negativa(b).....                                         | 25 |
| 3.16 Diagrama ilustrativo para as refrações positiva(a) e negativa(b).....                                         | 26 |
| 3.17 (a) Estrutura composta por fios milimétricos; (b) Estruturas compostas por ressoadores de anéis partidos..... | 26 |
| 3.18 Modelo de circuito equivalente do SRR: (a) com configuração dupla; (b) com configuração simples.....          | 27 |

|                                                                                                                                                                                           |    |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 3.19 (a) Estrutura unidirecional e (b) estrutura bidirecional.....                                                                                                                        | 28 |
| 3.20 Montagem das antenas.....                                                                                                                                                            | 31 |
| 3.21 Geometria de uma antena de corneta piramidal.....                                                                                                                                    | 32 |
| 4.1 Célula básica da estrutura de um cristal de sal (NaCl). ....                                                                                                                          | 37 |
| 4.2 Célula básica da estrutura vinagre (C <sub>2</sub> H <sub>4</sub> O <sub>2</sub> ).....                                                                                               | 38 |
| 4.3 Frasco de epocler.....                                                                                                                                                                | 40 |
| 5.1 Projeto da antena.....                                                                                                                                                                | 46 |
| 5.2 Desenho do Metamaterial.....                                                                                                                                                          | 47 |
| 5.3 Foto do Sensor.....                                                                                                                                                                   | 48 |
| 5.4 Diagrama de Radiação.....                                                                                                                                                             | 48 |
| 5.5 S <sub>11</sub> versus frequência do sensor.....                                                                                                                                      | 49 |
| 5.6 VSWR versus frequência do sensor.....                                                                                                                                                 | 50 |
| 5.7 Carta de Smith.....                                                                                                                                                                   | 50 |
| 5.8 Esquema da configuração de medição.....                                                                                                                                               | 51 |
| 5.9 Fotografia do setup de medição para antenas de microfita com substrato metamaterial.....                                                                                              | 51 |
| 5.10 Fotografia da câmara anecoica.....                                                                                                                                                   | 52 |
| 5.11 Balança de precisão elétrica.....                                                                                                                                                    | 53 |
| 5.12 Setup de medição utilizando a técnica do espaço livre.....                                                                                                                           | 54 |
| 5.13 Setup de medição utilizando a técnica do espaço livre com material sólido capsulas de comprimido.....                                                                                | 55 |
| 5.14 Setup de medição utilizando a técnica do espaço livre com material liquido frascos de epocler.....                                                                                   | 55 |
| 5.15 Gráficos mostrando comportamentos lineares em relação à frequência e tipo de material no teste com NaCl - ângulo 90 ° e distância 10 cm.....                                         | 58 |
| 5.16 Gráficos mostrando comportamentos lineares em relação à frequência e tipo de material no teste com C <sub>2</sub> H <sub>4</sub> O <sub>2</sub> - ângulo 90 ° e distância 10 cm..... | 59 |



|                                                                                                                                                         |    |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 5.17 Gráficos mostrando comportamentos lineares em relação à frequência e tipo de material no teste com NaCl - ângulo de 45 ° e distância de 20 cm..... | 60 |
| 5.18 Gráficos mostrando comportamentos lineares em relação à frequência e tipo de material no ensaio com C2 H4 O2 - ângulo 45 ° e distância 20 cm.....  | 61 |
| 5.19 Mostra o gráfico de $S_{21}$ em relação a frequência para análise de comprimidos com o método do espaço livre.....                                 | 63 |
| 5.20 Amostra o gráfico de $S_{11}$ em relação a frequência para análise de comprimidos com o método do espaço livre.....                                | 64 |
| 5.21 Amostra o gráfico de $S_{21}$ em relação a frequência para análise de substâncias líquidas com o método do espaço livre.....                       | 64 |
| 5.22 mostra o gráfico de $S_{11}$ em relação a frequência para análise de substâncias líquidas com o método do espaço livre.....                        | 65 |
| 5.23: Valor de $\epsilon_r$ de uma amostra de comprimidos.....                                                                                          | 66 |
| 5.24: Valor de $\epsilon_r$ de amostras de epocler.....                                                                                                 | 67 |



---

# Lista de Tabelas

---

|                                                                                                                                                                           |    |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 2.1. Artigos sobre sensores.....                                                                                                                                          | 08 |
| 5.1. Parâmetros da antena.....                                                                                                                                            | 46 |
| 5.2. Parâmetros do metamaterial.....                                                                                                                                      | 47 |
| 5.3: Transmissão medida de acordo com a frequência em diferentes concentrações de NaCl - ângulo de 90 ° e distância de 10 cm.....                                         | 57 |
| 5.4: Transmissão medida de acordo com a frequência em diferentes concentrações de C <sub>2</sub> H <sub>4</sub> O <sub>2</sub> – ângulo de 90 ° e distância de 10 cm..... | 57 |
| 5.5: Transmissão medida de acordo com a frequência em diferentes concentrações de NaCl – Angulo de 45° e distância de 20 cm.....                                          | 57 |
| 5.6: Transmissão medida de acordo com a frequência em diferentes concentrações de C <sub>2</sub> H <sub>4</sub> O <sub>2</sub> – Angulo de 45° e distância de 20 cm.....  | 58 |



---

# Lista de Símbolos e Abreviaturas

---

|                                 |                                                                           |
|---------------------------------|---------------------------------------------------------------------------|
| T                               | Temperatura                                                               |
| T <sub>c</sub>                  | Temperatura crítica                                                       |
| $\vec{H}_c$                     | Campo magnético crítico                                                   |
| e                               | Carga do elétron                                                          |
| m                               | Massa da partícula                                                        |
| n                               | Quantidade de partículas                                                  |
| v                               | Velocidade de arrastamento da partícula                                   |
| c                               | Velocidade da luz                                                         |
| $\sigma$                        | Condutividade                                                             |
| $\sigma_n$                      | Condutividade normal                                                      |
| $\sigma_s$                      | Condutividade do supercondutor                                            |
| $\lambda_1$                     | Profundidade de penetração de <i>London</i>                               |
| $\lambda_{ef}$                  | Profundidade de penetração efetiva                                        |
| $\delta$                        | Profundidade pelicular                                                    |
| j                               | Número imaginário unitário, $j = (-1)^{1/2}$                              |
| $\mu_i$                         | Permeabilidade na i-ésima região, $\mu_i = \mu_o \mu_{ri}$                |
| $\mu_o$                         | Permeabilidade no espaço livre                                            |
| $\mu_{ri}$                      | Permeabilidade relativa na i-ésima região                                 |
| $\epsilon_i$                    | Permissividade na i-ésima região, $\epsilon_i = \epsilon_o \epsilon_{ri}$ |
| $\epsilon_o$                    | Permissividade no espaço livre                                            |
| $\epsilon_{ri}$                 | Permissividade relativa na i-ésima região                                 |
| $\epsilon_r$                    | Permissividade relativa                                                   |
| Z <sub>s</sub>                  | Impedância de superfície                                                  |
| I                               | Corrente elétrica                                                         |
| $\vec{J}$                       | Vetor densidade de corrente                                               |
| $\vec{J}_T$                     | Vetor densidade tangencial de corrente                                    |
| FA                              | Fator de arranjo                                                          |
| $\lambda$                       | Comprimento de onda, $\lambda = c.f$                                      |
| N, M                            | Número de elementos do arranjo nas direções Y e X                         |
| d <sub>y</sub> , d <sub>x</sub> | Distância entre os elementos de um arranjo nas direções Y e X             |
| $\beta$                         | Fase progressiva; Constante de fase                                       |
| $\theta$                        | Ângulo de elevação                                                        |
| $\phi$                          | Ângulo de azimute                                                         |
| x                               | Vetor unitário na direção x                                               |
| y                               | Vetor unitário na direção y                                               |
| z                               | Vetor unitário na direção z                                               |
| $\vec{E}$                       | Vetor campo elétrico                                                      |
| $\vec{E}_T$                     | Vetor campo elétrico tangencial                                           |

|             |                                                                       |
|-------------|-----------------------------------------------------------------------|
| $\vec{H}$   | Vetor campo magnético                                                 |
| $\vec{H}_T$ | Vetor campo magnético tangencial                                      |
| $\vec{B}$   | Vetor densidade campo magnético                                       |
| $\omega$    | frequência angular                                                    |
| $\nabla$    | Operador nabla                                                        |
| $\nabla_t$  | Componente tangencial do operador nabla                               |
| $\gamma$    | Constante de propagação na direção y                                  |
| $k_i$       | Número de onda da i-ésima região, $K_i^2 = \omega^2 \mu_i \epsilon_i$ |
| $W$         | Largura da fita                                                       |
| $L$         | Comprimento da fita                                                   |
| $t_i$       | Espessura da i-ésima fita                                             |
| $h_i$       | Altura da i-ésima camada da Microfita                                 |
| $Y$         | Matriz admitância                                                     |
| $Z$         | Matriz impedância                                                     |
| $F$         | Frequência; função de base                                            |
| $K$         | Matriz característica                                                 |

---

# Capítulo 1 - Introdução

---

Na indústria precisa-se constantemente de dispositivos para auxiliar no controle de qualidade de processos e produtos, principalmente ao que se refere à indústria alimentícia. Projetar um sensor se faz necessário tanto do ponto de vista técnico como comercial, objetivando caracterizar alterações químicas através de métodos apropriados. É usual empregar técnicas eletromagnéticas para classificar os materiais em análise, procurando determinar características como a permissividade dielétrica e a permeabilidade magnética.

Recentemente, o desenvolvimento da tecnologia de sensores tem sido evidente em diferentes aplicações, como automóveis, aeronaves, indústrias e até em residências.

Nesta tese é realizada uma investigação teórica e experimental do projeto de um sensor eletromagnético empregando antenas corneta e também antenas de microfita com metamaterial. Quando da medição realizada, o desempenho eletromagnético está associado ente outras coisas, ao *setup* de medição e ao método espaço livre empregado. Esse desempenho está relacionado com os parâmetros de espalhamento, ou parâmetros [S], podendo ser aplicado na caracterização das substâncias sólidas, líquidas, gasosas ou plasma. Nessa área de tecnologia de sensores, existe uma necessidade de melhorias nas antenas, como reduzir seu tamanho, expandir sua largura de banda, melhorar suas características de irradiação e viabilidade para projetar e fabricar.

A abordagem usual para medir as propriedades dielétricas de materiais sólidos, líquidos e gasosos é quantificar sua interação dentro dos campos de uma onda eletromagnética [1]. Isso fornece uma medição das propriedades elétricas como permissividade, permeabilidade e condutividade [2]. Para as substâncias líquidas e sólidas, há um amplo espectro de informações - como processos de polarização de orientação das moléculas - que contribuem para a determinação da constante dielétrica complexa das substâncias e suas variações com a frequência e temperatura. Experimentalmente, pode-se determinar o comportamento eletromagnético em algumas substâncias.

Neste trabalho, o foco principal são as substâncias líquidas e sólidas, com intuito de verificar o grau de impurezas e as características físicas de sensores eletromagnéticos que podem ser utilizados para controle de qualidade. Assim, propõe-se, entre outras objetivos, desenvolver um sensor eletromagnético e realizar avaliações experimentais

para medir o grau de impureza em substâncias com base na sua permissividade dielétrica complexa, usando antenas sensoriais e a técnica do espaço livre [3–5]. Especificamente, nos procedimentos experimentais analisa-se a transmissão de sinais entre as antenas sensores. Deste modo, o sinal transmitido pode ser obtido e medido para as diferentes substâncias líquidas e sólidas. Inicialmente empregou-se antenas tipo cornetas e em seguida antenas microfita com um substrato metamaterial, pois são especialmente usadas devido ao seu baixo custo, baixo perfil e fácil integração com outros circuitos e elementos [6].

O uso de antenas de microfita com metamaterial consiste de uma estrutura com uma das faces com anéis que contém o substrato de metamaterial. Além disso, os metamateriais controlam os feixes de ondas eletromagnéticas e exibem algumas propriedades eletromagnéticas diferentes que não estão disponíveis na natureza [7-11]. Os metamateriais são dispositivos que possuem aplicações em sensores químicos e biomédicos, espectroscopia de superfície e microscopia óptica de varredura de campo próximo. As excitações de metamateriais levam a ressonâncias magnéticas e elétricas localizadas que fornecem excelente detecção eletromagnética [12]. Nos últimos anos, eles atraíram uma atenção considerável por causa de seu índice de refração negativo [13-14] e alto ganho e largura de banda [15-17].

## **1.1 Organização do texto**

Esta tese de Doutorado encontra-se distribuída em nove capítulos, descritos a seguir.

O Capítulo 2, apresenta a fundamentação teórica com introduzindo o estado da arte e os estudos de relevância do conhecimento relacionados à técnica e desenvolvimento de sensores.

No Capítulo 3 é apresentada a teoria das antenas de microfita, evidenciando suas características, vantagens e desvantagens além de técnicas de alimentação e métodos de análise. O método do espaço livre é apresentado como técnica para medição entre antenas.

No Capítulo 4, é apresentado os materiais líquidos e sólidos, sua caracterização e os diferentes medicamentos para obtenção relacionados com esse tipo de substancia.

O Capítulo 5 apresenta o protótipo da antena com substrato metamaterial com anéis fendidos e suas características, dimensões projetadas no software e a apresentação



da prática proposta, também o setup de medição com as características dos elementos e componentes utilizados tanto na antena de microfita com substrato metamaterial, quanto nas antenas de corneta, empregando em ambos os casos a técnica do espaço livre. E os resultados e as discussões das análises realizadas para os sólidos e líquidos, enquanto o Capítulo 6 apresenta a conclusão e as propostas de futuros trabalhos.

---

## Capítulo 2 – Fundamentação Teórica

---

Neste capítulo é apresentada uma breve introdução aos materiais dielétricos, antenas e sistemas de medição. Diferentes tipos de antenas e sistemas de medição dielétrica são revisados. A medição eficiente da resposta de dispersão de um material a partir de excitação de antena de banda larga e técnicas de caracterização de material também são estudadas.

Os dielétricos são geralmente isolantes onde se apresenta somente polarização elétrica [21-22]. Geralmente, os parâmetros elétricos e magnéticos dos dielétricos são calculados iluminando-os através das ondas eletromagnéticas e medindo a resposta de espalhamento.

Em dielétricos ou isolantes, a permissividade complexa é um parâmetro importante que define as propriedades elétricas dos materiais relacionados ao armazenamento e perda de energia [21-23]. As propriedades dielétricas dos materiais são importantes para serem conhecidas em várias aplicações. Além disso, a constante dielétrica dos materiais também depende da frequência e temperatura, e varia para diferentes dielétricos.

A permissividade é tratada como uma quantidade complexa, dada como:

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' \quad (2.1)$$

onde  $\epsilon'$  é a constante dielétrica e  $\epsilon_r'$  é a constante dielétrica relativa. Similarmente, a parte imaginária ( $\epsilon''$ ) é definida como fator de perda dielétrica e  $\epsilon_r''$  o fator de perda dielétrica relativa do dielétrico [21,24]. A constante  $\epsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12}$  F/m é a permissividade do espaço livre.

A tangente de perda do dielétrico é definida como a razão (ou ângulo em um plano complexo) das perdas no meio com o campo elétrico aplicado [21]. O ângulo  $\delta$  é muito pequeno para alguns dielétricos,  $\delta \ll 1$ ; nesse caso,  $\tan \delta = \delta$ . As partes real e imaginária da permissividade complexa do meio dielétrico e do ângulo correspondente  $\delta$ , podem ser representadas nos eixos xy como mostrado na figura. 2.1:

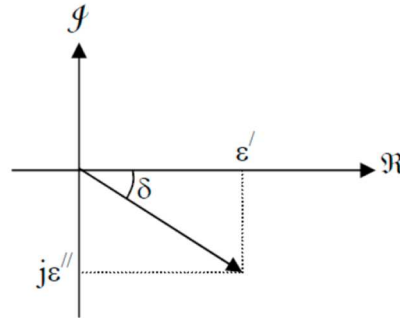


Fig. 2.1 – Relação entre a permissividade complexa e a tangente de perdas.

A tangente de perda dielétrica é expressa em termos de taxa de perda, dada como:

$$\tan(\delta) = \epsilon''/\epsilon' = \sigma/\omega\epsilon_r'\epsilon_0 \quad (2.2)$$

sendo  $\sigma$  a condutividade elétrica do material (S/m) e  $\omega$  a frequência angular do sinal (rad/s).

Antena é um componente vital em qualquer sistema sem fio, particularmente sistemas de medição dielétrica [25-28]. A antena é caracterizada pelo quão bem ela pode irradiar e/ou receber sinais. Ao longo dos anos, diferentes tipos de antenas foram projetados e testados em configurações de medições dielétricas, especialmente antenas de microfita e cornetas. As antenas de microfita podem ser usadas em banda ultra larga (UWB) e aplicações de caracterização de material em bandas de RF e microondas, enquanto as antenas cornetas são usadas principalmente para caracterização de bandas largas em microondas e ondas milimétricas [25, 28].

As antenas de corneta têm seus padrões diretivos de radiação com alto ganho e são usadas principalmente em medições de ganho [27, 41-42]. Na figura. 2.1 é mostrada a fotografia de uma antena de corneta que também é conhecida por sua alta eficiência de abertura. Vale destacar que algumas vezes elas podem ter largura de banda limitada devido a restrições de projeto e aplicação.



Fig. 2.2 – Fotografia de uma antena de corneta.

Antenas de microfita: Estas antenas serão descritas e analisadas em detalhes no capítulo 4.

Sabe-se que os parâmetros elétricos dos materiais não podem ser calculados diretamente a partir da medição, mas podem ser extraídos dos parâmetros de dispersão ou de dados semelhantes [56-59]. Podemos estimar a constante dielétrica, a tangente de perda e até mesmo a espessura do material a partir de dados de espalhamento medidos usando vários tipos de técnicas de medição. Algumas das técnicas mais comumente usadas são discutidas nas subseções abaixo.

O método de espaço livre talvez seja a técnica mais convencional de extrair propriedades dielétricas dos materiais a partir dos parâmetros de reflexão e/ou transmissão usando duas antenas de corneta [1, 7, 10-11]. Na técnica de espaço livre, normalmente, a espessura do material em teste (amostra) é conhecida ou assumida dentro dos parâmetros do modelo, enquanto a área de amostra é mantida grande o suficiente para cobrir o feixe completo da antena que é importante na extração dos parâmetros de espalhamento [S]. Na literatura, diferentes configurações experimentais de medição de espaço livre são relatadas [8-9].

Uma configuração típica de medição de espaço livre é ilustrada na Fig. 2.3.

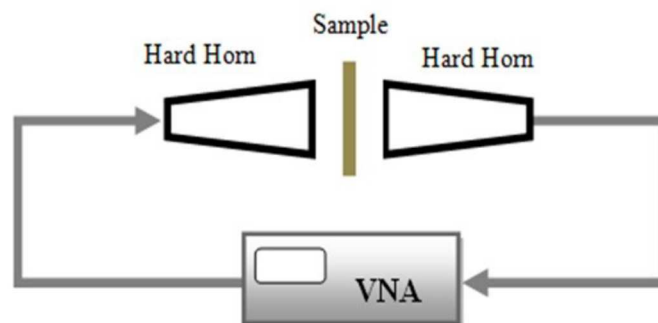


Fig. 2.3 – Setup de medição usado técnica de espaço livre.

O método de medição de espaço livre é uma técnica não destrutiva e sem contato para medir as propriedades físicas da amostra. A espessura e a área da amostra também podem ser estimadas [19-20].

Nos estudos e pesquisas realizadas sempre se procurou um aumento de sensibilidade do sensor eletromagnético e excelente caracterização do material.

Em [25] foi projetado um ressonador dielétrico com um ressonador de anel dividido (DRSRR). Estudos foram realizados para um sensor para substâncias líquidas que melhoram os fatores de qualidade em comparação ao ressonador de anel único [26]. Outro projeto com um Ressonador de Ruptura Complementar (CSRR) produziu um poderoso campo elétrico em uma pequena área e alta sensibilidade da propriedade

dielétrica ao redor dos materiais. Em [27] o dispositivo operando em torno de 2 GHz possui estrutura compacta e de baixo custo. O CSRR é suportado pelo canal de polidimetilsiloxano (PDMS) para fornecer a mistura binária água-etanol. Na pesquisa os autores introduzem um novo desenho de um ressonador de anel empilhado verticalmente (VSRR). Os autores em [28] usaram o VSRR blindado para o patch do anel parasita que atua como um plano de terra e usa uma camada líquida de baixa perda para preencher o espaço limitado entre o caminho alimentado e o patch. Deshmukh e Ghongade [29] introduziram um anel ressonador simples como um sensor com o intervalo de 0,2 mm e simulado no software HFSS. A antena de microfita emprega um ressonador do anel (MRR). Outra pesquisa foi desenvolvida em [30], cujo projeto é baseado no ressonador múltiplo do anel dividido (MSRR) com alto desempenho do fator qualidade. O sensor com o tubo capilar de vidro é analisado para mostrar a correlação entre a permissividade relativa e as propriedades dielétricas e o resultado. O método opera na frequência de 2 GHz e 2,1 GHz com vários solventes de água, etanol e metanol usando um micro capilar de quartzo. Em [31] é realizado um estudo analítico e o acompanhamento da medição de vários picos de reflexão e potência de transmissão da amostra usando a configuração de espaço livre.

**Tabela. 2.1 - Artigos sobre sensores**

| <b>Ref/Ano</b> | <b>Elemento de detecção</b>                                  | <b>Aplicação</b>                                                              | <b>Resumo</b>                        |
|----------------|--------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------|
| [25]/ 2014     | Ressonador dielétrico - ressonador de anel dividido (DR-SRR) | Melhora o fator Q e a precisão do sensor para as características do material. | Soluções de água e salina            |
| [26]/ 2014     | Ressonador de ressonância complementar (CARR)                | Sensor de alta sensibilidade para micro fluídos                               | Água-etanol                          |
| [27]/ 2015     | Ressonador em anel empilhado verticalmente (VSSR)            | Melhora o fator Q e o sensor de permissividade complexo para petróleo.        | Petróleo (N-Hexen, Gasolina, Diesel) |
| [28]/ 2016     | Ressonador do anel Microfita (MRR)                           | Sensor de microondas: medir concentração de glicose no sangue                 | Solução aquosa de glicose            |
| [29]/ 2017     | Ressonador de ressonância múltipla (MSRR)                    | Sensor de fluido para alto fator Q                                            | Água, Etanol, Metanol                |
| [30]/2016      | Técnica do espaço livre                                      | Técnica do espaço livre no domínio do tempo                                   | Amostras Dielétricas com Perdas      |
| [31]/2016      | Técnica de medição no espaço livre                           | Técnica de medição no espaço livre com propriedades dielétricas               | Técnicas de Calibração               |

O próximo capítulo será um descritivo sobre antenas de microfita, suas principais características, materiais de fabricação, parâmetros, dimensões, diretividade, ganho, eficiência, largura de banda, polarização, casamento de impedância e tipos de alimentação. Também será demonstrado os principais tipos de metamateriais, técnicas e estruturas utilizadas na composição das antenas de microfita. Assim, no subtítulo final a fundamentação teórica do método do espaço livre com aplicações reais em projeto de sistema de antenas de transmissora e receptora e suas principais equações serão demonstradas.

## Capítulo 3 - Antenas de Microfita

Antenas de microfita consistem basicamente de uma fita metálica de pequena espessura (geralmente muito menor do que o comprimento de onda no espaço livre), posicionada a uma distância correspondente a uma pequena fração do comprimento de onda acima de um plano de terra. O *patch* de microfita é projetado de modo que seu diagrama seja máximo normal (radiador *broadside*). Isto é alcançado com uma escolha adequada de excitação sobre o *patch* e o plano de terra, que são separados por uma camada dielétrica ou substrato.

Diferentes materiais podem ser usados como substrato no projeto de antena de microfita. Em geral, a constante dielétrica desses materiais assumi valores de  $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$ . Os substratos mais adequados para antenas de bom desempenho são espessos e tem constante dielétrica de valor baixo, pois permitem maior eficiência, maior largura de banda e campos menos confinados, facilitando a radiação no espaço. Mas essas propriedades têm o custo de elementos de maiores dimensões.

Substratos delgados com altos valores de constante dielétrica são desejáveis para circuitos de micro-ondas, que existem campos mais confinados, para minimizar irradiação e acoplamentos indesejáveis, e elementos de pequenas dimensões; entretanto, devido às maiores perdas esses substratos são menos eficientes e resultam em largura de banda relativamente menores. Como antenas de microfita são geralmente integradas com outros circuitos de microondas, um equilíbrio deve ser encontrado entre o bom desempenho da antena e um bom projeto do circuito. A figura 3.1 apresenta a forma mais comum das antenas de microfita: um elemento radiador retangular sendo alimentado por uma linha de microfita.

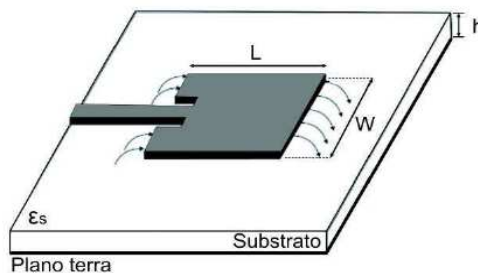


Fig. 3.1: Antena de microfita com *patch* retangular excitada por linha de microfita.

A impedância de entrada é medida de acordo com a linha de transmissão ou impedância característica do dispositivo. Quando a impedância da linha de alimentação e do elemento radiador é diferente, parte da onda é refletida de volta no gerador ou fonte, gerando uma onda estacionária ao longo da linha de transmissão e acarretando perda de retorno na antena. As impedâncias e, conseqüentemente, o casamento variam de acordo com a frequência. A impedância da antena pode ser descrita como,

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} \quad (3.1)$$

sendo  $Z_{in}$  a impedância de entrada, ou nos terminais da antena;  $R_{in}$  a resistência; e  $X_{in}$  é a reatância. A parte imaginária da impedância de entrada representa a potência armazenada no campo próximo da antena. A parte resistiva da impedância de entrada consiste de dois componentes: a resistência de irradiação ( $R_r$ ) e a resistência de perdas ( $R_L$ ). A potência associada com a resistência de irradiação é a potência irradiada pela antena, enquanto a potência dissipada na resistência de perda é transformada em aquecimento na antena, devido a perdas condutivas ou dielétricas. Valores de resistência de irradiação típicos de um elemento radiador retangular vão de 100 a 400 ohms.

Um indicador muito utilizado para verificar o casamento de impedância entre a linha de transmissão e o elemento radiador é o coeficiente de onda estacionária *VSWR* (*Voltage Standing Wave Ratio*) apresentado em (3.3). Neste caso não existe casamento de impedância entre a linha de alimentação e a entrada da antena. É importante destacar que a potência entregue pela linha não será totalmente absorvida na carga e o restante de potência rejeitada ficará sendo refletida entre o elemento radiador e o transmissor, gerando assim uma onda estacionária na linha de transmissão. Um critério usualmente adotado é o valor de  $VSWR \leq 2$ , caracterizando a largura de banda e garantindo que pelo menos 90% da potência de entrada seja entregue ao elemento radiador.

$$VSWR = \frac{1+\rho}{1-\rho}, \quad (3.2)$$

sendo  $\rho$  a magnitude do coeficiente de reflexão.

É comum definir a banda passante como sendo a faixa de frequências em torno da frequência de operação na qual a perda de retorno é aproximadamente igual a 20 (dB), que ocorre para o módulo do coeficiente de reflexão aproximadamente igual a um terço.



Com o parâmetro de perda de retorno ( $RL$ ), é possível também medir o casamento de impedâncias. Esse parâmetro é em função de  $VSWR$  e é dado em decibéis (dB). Ele é proporcional à razão entre a potência refletida da antena com a que realmente é entregue à antena pela linha de transmissão, sendo definido matematicamente como:

$$R_L(dB) = 20 \log \left( \frac{VSWR+1}{VSWR-1} \right), \quad (3.3)$$

ou em função do módulo do coeficiente de reflexão ( $|\Gamma_{in}|$ ),

$$R_L(dB) = -20 \log |\Gamma_{in}|, \quad (3.4)$$

sendo  $Z_c$  a impedância da linha de alimentação do elemento radiador.

Para certas análises, será empregado o gráfico da perda de retorno juntamente com o valor de  $VSWR$ . Com isso, é possível determinar a frequência que possui menor valor de perda de retorno, chamada de frequência de ressonância.

O diagrama de irradiação de uma antena é de extrema importância para determinar a maioria das características de irradiação, tais como: tamanho e formato do feixe principal, nível de lóbulos secundários, diretividade, ganho, polarização, razão frente-costas e potência de irradiação. Os padrões de irradiação têm formato tridimensional, mas na maioria dos casos, devido à dificuldade em reproduzi-los através de medição, são geralmente apresentados em formato bidimensional, na forma polar.

O sistema de coordenadas mais apropriado é o sistema de coordenadas esféricas  $(r, \theta, \phi)$ , que permite que o diagrama de irradiação seja expresso em termos da intensidade do campo elétrico. Dado que a antena está no centro desse sistema de coordenadas, é possível definir o padrão de irradiação como sendo a intensidade do campo elétrico ( $E$ ) sobre a superfície de uma esfera a uma distância  $r$  fixa. Pelo fato do campo  $E$  ser em função de duas variáveis  $\theta$  e  $\phi$ , a notação empregada é  $E(\theta, \phi)$ .

Em duas dimensões, o padrão de radiação é formado por dois planos perpendiculares, com a origem do sistema de coordenadas esféricas na linha de intersecção. A direção de  $\phi = 0^\circ$  segue a linha de intersecção enquanto que  $\theta = 0^\circ$  é perpendicular a essa linha e pertence ao outro plano. O padrão de irradiação de uma antena

de microfita 3D e 2D (polar) está ilustrado na figura. 3.3. Neste caso considera-se o plano de terra infinito. Como pode ser observado na figura, o padrão produzido teoricamente pelas antenas de microfita é omnidirecional.

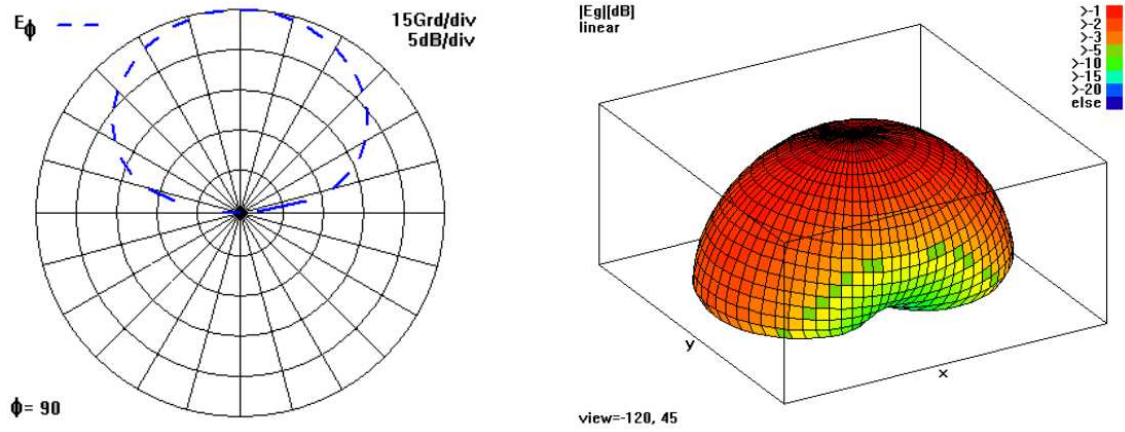


Figura. 3.2: Padrões de radiação 3D e 2D gerados pelo software MStrip40.

Diretividade e ganho de uma antena são geralmente determinados em comparação com uma antena isotrópica. Uma antena isotrópica é aquela que irradia uniformemente em todas as direções do espaço, ou seja, a intensidade do campo elétrico sobre a esfera imaginária seria igual em todos os pontos. Esse conceito de antena isotrópica é mais utilizado para propósitos teóricos, uma vez que é impossível alcançar um padrão perfeitamente hemisférico nas três dimensões do espaço.

Diretividade é definida como a razão entre a intensidade de máxima irradiação na direção do feixe principal ( $U_{max}$ ) e a intensidade de irradiação média em todas as direções ( $U_{média}$ ).

A intensidade de irradiação média é igual à potência radiada ( $P_{rad}$ ) pela antena dividida por  $4\pi$ . Com isso, a diretividade é dada por:

$$D = \frac{U_{max}}{U_{média}} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (3.5)$$

A diretividade pode indicar a largura do feixe (3dB “*beamwidth*”) radiado pela antena: quanto maior a diretividade menor é a largura do feixe. Esse parâmetro dá uma ideia quantitativa da eficácia de uma antena em concentrar energia em uma dada direção, não levando em consideração a perda própria da antena.

Em relação ao ganho das antenas pode-se obter dois tipos: o *ganho* ( $G$ ) propriamente dito e o *ganho diretivo* ( $G_d$ ). O ganho ( $G$ ) é dado como sendo a razão entre a intensidade de máxima irradiação no pico do feixe principal e a intensidade de irradiação na mesma direção que seria produzida por uma antena isotrópica tendo a mesma potência de entrada. Por outro lado, o ganho diretivo leva em consideração a diretividade e a eficiência de irradiação da antena, sendo definido como:

$$G_d = \eta D, \quad (3.6)$$

onde  $\eta$  é a eficiência de irradiação da antena, com valores entre 0 e 1. Diretividade e ganho diretivo diferem somente pela eficiência, mas a diretividade é facilmente estimada através do padrão de irradiação, diferentemente do ganho, que precisa ser medido. Nos experimentos apresentados no capítulo 4, utilizam-se diretividade e ganho diretivo, fazendo a distinção quando necessário.

A distinção entre ganho e diretividade não é sempre considerada na prática. A diretividade é baseada na forma da distribuição de potência da fonte e não leva em consideração as perdas da antena. Por outro lado, o ganho leva em consideração as perdas e é a expressão de quanto uma antena é melhor que outra no que diz respeito à transferência de potência para o meio.

A eficiência ( $\eta$ ) é medida pela razão entre potência radiada e potência de entrada ( $P_{entrada}$ ), ou seja, indica quanto de potência é transmitida, dada a potência recebida. Em antenas planares, é observado que esse parâmetro depende da espessura do substrato e da permissividade, e que, não é muito afetado nem pelo formato do elemento radiador, nem pelo tipo de alimentação. Assim, pode-se definir eficiência de irradiação ( $\eta_{rad}$ ) e eficiência total ( $\eta_{tot}$ ), respectivamente, como:

$$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{entrada}} = \frac{G(\theta, \phi)}{D(\theta, \phi)} \quad (3.7)$$

$$\eta_{tot} = \frac{P_{rad}}{P_{fonte}}, \quad (3.8)$$

Largura de banda é definida como o intervalo de frequências em que o desempenho de uma antena, com relação a alguma característica, atende a um padrão

específico. Ou seja, o intervalo de frequências em que os critérios de desempenho de uma antena (como impedância de entrada, padrão de irradiação, polarização, ganho, etc) estão dentro de um valor aceitável definido a priori.

Critérios adotados para definir largura de banda geralmente são  $VSWR \leq 2$ , ou seja, módulo do coeficiente de reflexão  $|\Gamma| \leq 10$  dB. O valor absoluto da largura de banda é descrita como:

$$BW = f_2 - f_1, \quad (3.9)$$

ou, em termos percentuais:

$$BW (\%) = 100 \frac{f_2 - f_1}{f_0}; \quad (3.10)$$

onde  $f_2$  e  $f_1$  são, respectivamente, as frequências máxima e mínima de operação que atendem aos critérios especificados e  $f_0$  é a frequência central de operação. Na figura. 2.4, a largura de banda alcançada é de 80 MHz, ou seja, aproximadamente 3,11% de banda.

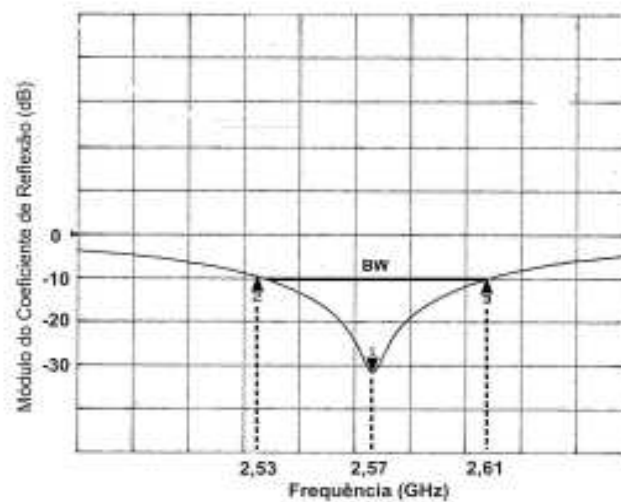


Figura. 3.3: Exemplo da medição da largura de banda em função do coeficiente de reflexão [10].

Em uma onda eletromagnética, a orientação dos vetores campo elétrico e magnético definem, respectivamente, a polarização elétrica e magnética da onda. Existem três tipos de polarização descritos na literatura: linear, circular e elíptica. A polarização

da onda transmitida é a propriedade de uma onda eletromagnética que descreve a direção variando no tempo e a magnitude relativa do vetor do campo elétrico

Na polarização linear, o campo elétrico encontra-se na mesma direção em qualquer instante. A projeção da extremidade do vetor descreve uma reta sobre um plano normal à direção de propagação à medida que a onda se propaga. Dá-se o nome de polarização linear vertical aquela para a qual o campo elétrico é vertical a uma superfície de referência (superfície terrestre), e a polarização linear horizontal, onde o campo elétrico é horizontal à superfície terrestre, mostrado na figura. 3.4.

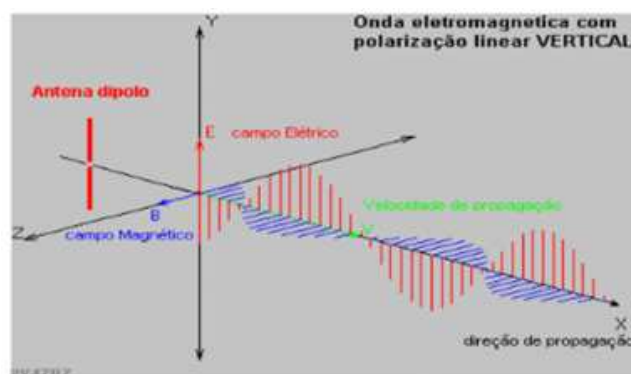


Figura. 3.4: Representação da polarização de uma onda eletromagnética [10].

No caso da polarização elíptica, a projeção da extremidade do vetor campo elétrico descreve uma elipse sobre um plano normal à direção de propagação à medida que a onda se propaga. É o resultado da combinação de duas ondas planas uniformes e de mesma frequência, propagando-se na mesma direção, tendo os campos de fases, de amplitudes e orientação diferentes mas não arbitrários.

Um caso particular da polarização elíptica é a polarização circular. Neste caso, a elipse é reduzida a um círculo, e de acordo com o sentido de rotação do vetor campo elétrico, horária ou anti-horária, podem ser distinguidas entre polarização circular à direita e polarização circular à esquerda, respectivamente.

Se a potência radiada por uma antena é concentrada em um lóbulo principal, a largura angular ( $\beta$ ) entre os pontos de meia potência é a largura de feixe. Na figura. 3.5 mostra-se uma representação de largura de meia potência.

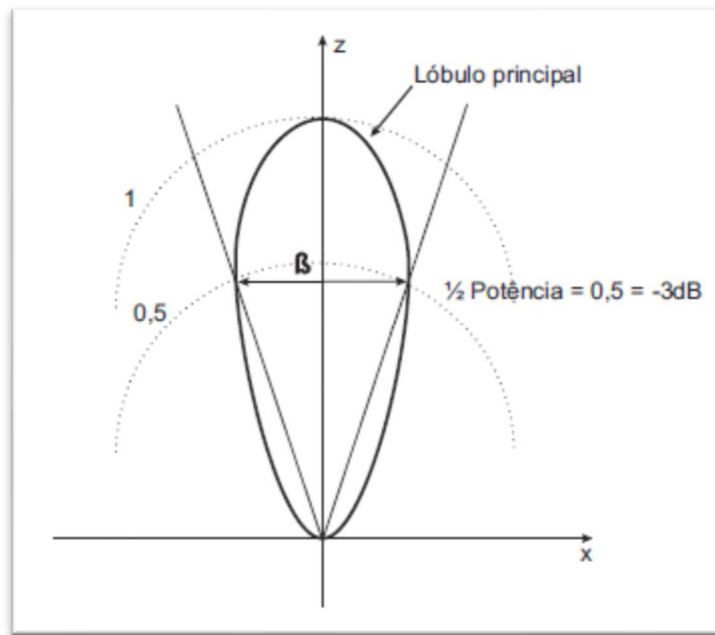


Figura 3.5: Largura de Feixe de 3dB [10].

Existe uma relação entre a largura de feixe de uma antena e sua diretividade, quanto mais estreito o feixe, maior sua diretividade e, conseqüentemente, o seu ganho.

Diversas técnicas podem ser usadas para alimentar antenas de microfita sendo as principais alimentações: por linha de microfita, por cabo coaxial, acoplamento por abertura e acoplamento por proximidade. A seguir será feito um resumo dos principais tipos de alimentação.

A linha de alimentação consiste em uma fita condutora, geralmente com largura muito pequena quando comparada à largura do *patch*. Essa técnica é considerada simples, de fácil fabricação e tem a vantagem de possuir um ótimo casamento de impedância entre a linha e o *patch*. Esse casamento pode ser controlado com o posicionamento do ponto de inserção da linha. Um bom casamento de impedância para antenas *patch* pode ser obtido com variações das reentrâncias (*inset-feed*).

As antenas de microfita possuem elementos radiantes sob um lado de um substrato dielétrico e, sendo assim, as primeiras antenas de microfita foram alimentadas por linha de microfita ou por prova coaxial através do plano de terra.

Na literatura, estão descritas várias técnicas de alimentação de antenas de microfita, sendo que as mais comuns descritas a seguir.

O casamento de impedância através de um cabo coaxial é um dos mecanismos mais tradicionais e populares para alimentação de antenas de microfita. O cabo geralmente é um condutor interno de um conector coaxial, que é ligado ao plano de terra de uma placa de circuito impresso e, depois de ter passado pelo substrato, é soldado ao elemento radiador. A figura. 3.6 apresenta esse tipo de alimentação. A posição do ponto de alimentação é determinada a fim de se obter o melhor casamento de impedância [28-33].

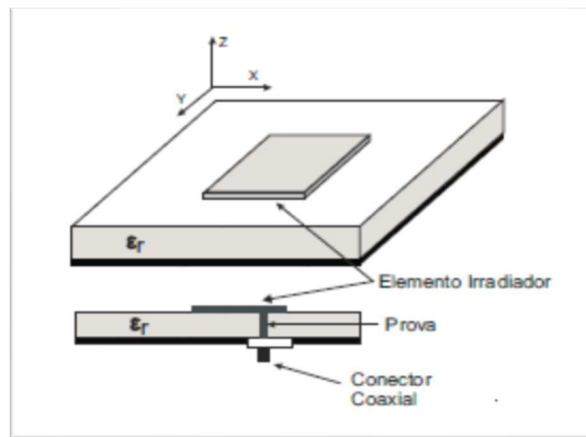


Figura. 3.6: Antena de microfita com formato retangular alimentada por cabo coaxial [10].

Entre as vantagens em se utilizar a cabo coaxial, estão à facilidade de construção e redução da área da antena, uma vez que a alimentação fica oculta. A principal desvantagem é o surgimento de indutâncias produzidas pelo cabo coaxial, o que dificulta o casamento de impedância da antena e reduz a largura de banda. Essa indutância é maior em substratos mais espessos, pois a cabo coaxial precisa ter um comprimento maior para atravessar o substrato.

O método mais simples para alimentar uma antena de microfita é conectar uma linha de microfita à extremidade do elemento radiador, com ambos os elementos localizados no mesmo substrato, conforme figura 3.7. Esse tipo de alimentação foi o primeiro utilizado em aplicações práticas.

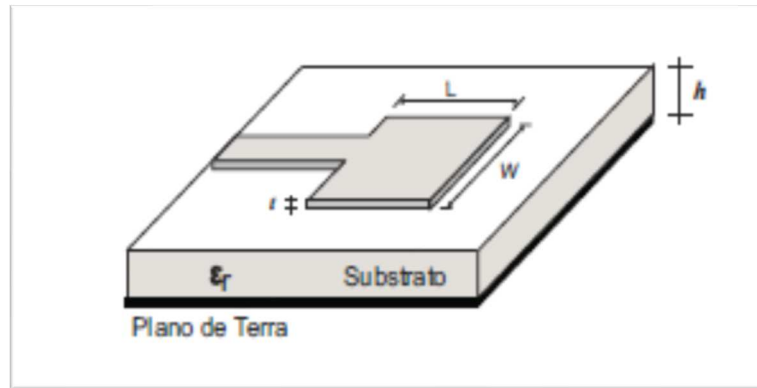


Figura. 3.7: Antena retangular alimentada por linha de microfita [10].

Para as antenas com dimensões reduzidas, a utilização dessa técnica de alimentação pode ser prejudicada, pois a superfície da antena aumenta devido às dimensões da linha de alimentação. Vimos anteriormente que devido à alta impedância na extremidade do elemento radiador, alcançar o casamento de impedância entre a linha de alimentação e o elemento radiador não é trivial. Para tentar reduzir o custo dessa tarefa, variações desse método são utilizadas, tais como a implementação de um circuito casador externo com transformador  $\lambda/4$  ou o método de reentrâncias (*inset-feed*).

O emprego da técnica de reentrâncias (*inset-feed*) a linha de microfita penetra no elemento radiador, como apresentado na figura. 3.8, em busca de um ponto de melhor casamento de impedância entre a linha e o elemento radiador.

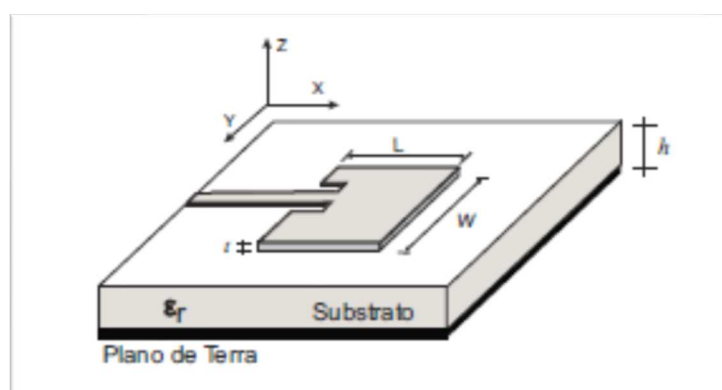


Figura. 3.8: Antena retangular alimentada por linha de microfita via “*inset-feed*”[10].

Ambos os casos anteriores, alimentação por linha de microfita na extremidade e por cabo coaxial, possuem assimetrias inerentes que geram modos de ordem mais alta,



gerando assim irradiação de polarização cruzada. Para superar esses problemas, métodos de alimentação sem contato físico entre a alimentação e o elemento radiador foram introduzidos, como acoplamento por fenda e acoplamento eletromagnético por linha de microfita. Nesse tipo de alimentação, o elemento radiador não entra em contato com a linha de microfita que irá alimentar a antena. Para tal, são utilizadas duas camadas de substrato com o elemento radiador na camada superior e a linha de microfita na camada inferior, terminando em uma extremidade aberta conforme figura 3.9.

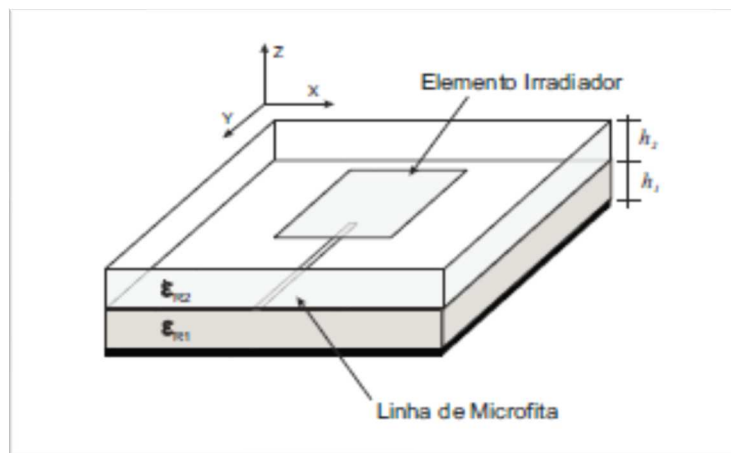


Figura. 3.9: Antena retangular alimentada através de acoplamento eletromagnético [10].

A utilização da alimentação via acoplamento eletromagnético permite, através de uma combinação de alturas ( $h$ ) e constantes dielétricas ( $\epsilon_r$ ) dos substratos, um aumento na largura de banda, além de possibilitar que a linha de alimentação e o elemento radiador sejam otimizados de forma independente. Por estar entre substratos dielétricos, a irradiação proveniente da linha de alimentação perturba menos o diagrama de irradiação da antena. Por outro lado, essa técnica possui um nível de dificuldade de fabricação maior que as anteriores, devido a sua estrutura em múltiplas camadas.

Dados os parâmetros físicos de uma antena de microfita, é necessário utilizar algum método que produza uma estimativa numérica para critérios de desempenho, como: padrão de irradiação, largura de banda, impedância de entrada, diretividade, polarização, ganho e eficiência.

A análise numérica de uma antena é importante por diversas razões, entre elas:

- (i) Reduz o número de ciclos de tentativa e erro durante o processo de construção da estrutura;
- (ii) Permite avaliar a flexibilidade e as limitações de cada tipo de antena;
- (iii) Fornece uma compreensão dos princípios de operação que podem ser úteis para modificar um formato existente e para o desenvolvimento de novas configurações de antenas.

Várias técnicas têm sido propostas e utilizadas para determinar as características operacionais de uma antena de microfitas. Essas técnicas possuem graus de complexidade e precisão variadas e podem ser divididas em duas categorias principais: (i) as técnicas analíticas ou empíricas, que levam em consideração a distribuição da corrente magnética equivalente em torno do elemento radiador; (ii) As técnicas ou os métodos de onda completa, baseados na distribuição de corrente elétrica do elemento condutor e no plano de terra (similar à antenas dipolo).

As técnicas analíticas incluem principalmente o modelo de linha de transmissão, modelo de rede multiporta e o método de cavidade. Foram os primeiros métodos a serem desenvolvidos, usam hipóteses simples e oferecem soluções analíticas para o entendimento dos fenômenos físicos em questão. A simplicidade desses modelos é mantida à custa da precisão dos resultados alcançados. Nesses métodos, os campos associados à antena são divididos em região interna e externa. A região interna é formada pelo elemento radiador, a parte do plano de terra sob o elemento radiador e as paredes formadas pela projeção da periferia do elemento radiador no plano de terra. A região externa é formada por todo o restante do espaço, o restante do plano de terra e do dielétrico, e superfície condutora do elemento radiador.

Os métodos de onda completa têm recebido muita atenção devido a sua alta precisão numérica. Em geral, são baseados em equações integrais do tipo *Sommerfeld* no domínio espectral e em soluções das equações de Maxwell no domínio do tempo. Entre os métodos numéricos mais utilizados, estão o método dos momentos (MoM), método dos elementos finitos (FEM) e método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD - *Finite-Difference Time Domain*), dentre outros.

O método de linha de transmissão pode ser visto como o mais simples dos métodos analíticos que provêem auxílio na compreensão do desempenho de antenas de microfitas.

Neste modelo, o elemento radiador de microfita é visto como uma linha de transmissão ressonante, sem variação nos campos transversais (o campo somente varia ao longo do comprimento), onde a irradiação ocorre principalmente a partir dos campos de franja no final do circuito aberto, como mostrado na figura. 3.10. A antena é representada por duas fendas estreitas, de largura, separadas por uma distância igual ao comprimento do elemento radiador. Assim, essa linha de baixa impedância pode ser pensada como sendo carregada nas duas extremidades não por circuito aberto, mas por cargas de alta impedância.

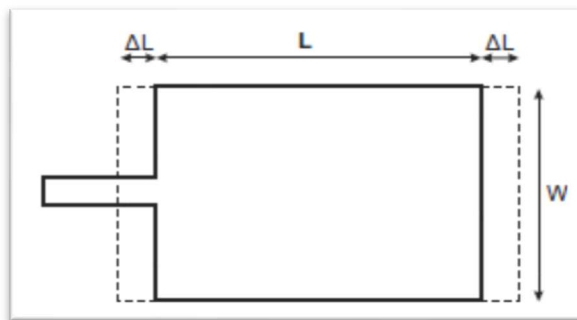


Figura. 3.10: Vista de top do elemento radiador, mostrando as regiões de campos de franja [10].

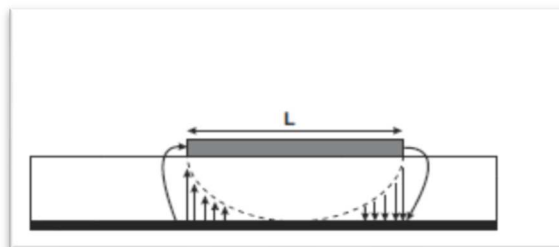


Figura. 3.11: Vista lateral do elemento radiador, mostrando linhas de campo elétrico no substrato [10].

Este modelo foi originalmente proposto para elementos com formatos retangulares, mas foi estendido para formatos generalizados. Muitas variações desse método têm sido utilizadas para analisar antenas de microfita. No entanto, apesar da facilidade de uso do modelo, a análise não deve se restringir somente a esse modelo, uma vez que ele não leva em consideração a variação do campo na direção ortogonal à direção de propagação.

O método discutido na seção anterior é de larga utilização. Porém, possui algumas desvantagens inerentes. Especificamente, o método de linha de transmissão é

particularmente útil para elementos radiadores com formatos retangulares e ignora as variações de campo ao longo da borda ressonante.

O método de cavidades é uma tentativa de superar essas desvantagens. Esse método possui maior precisão e modela a parte interna como uma cavidade cercada por paredes elétricas no topo e na base, e uma parede magnética em toda a periferia. Essa suposição é baseada nas seguintes observações para substratos finos ( $h \ll \lambda$ ): (i) uma vez que o substrato é fino, os campos na região interior não variam muito na direção do eixo  $z$ , ou seja, normais ao elemento radiador; (ii) o campo elétrico é orientado apenas na direção de  $z$ , e o campo magnético possui apenas os componentes transversais na região delimitada pela metalização do elemento radiador e o plano de terra; (iii) a corrente elétrica no elemento radiador não possui componente normal à borda da metalização do elemento radiador, o que implica que a componente tangencial de campo magnético ao longo da borda é desprezada, e a parede magnética pode ser posicionada ao longo da periferia. Os campos abaixo do elemento radiador, para formatos regulares como retangulares, circulares e triangulares, podem ser expressos como a somatória dos vários modos ressonantes do *patch* radiador. Os campos de franja, ao longo da periferia, são levados em consideração estendendo os limites do elemento radiador. Com isso as dimensões efetivas são maiores do que as dimensões físicas do elemento.

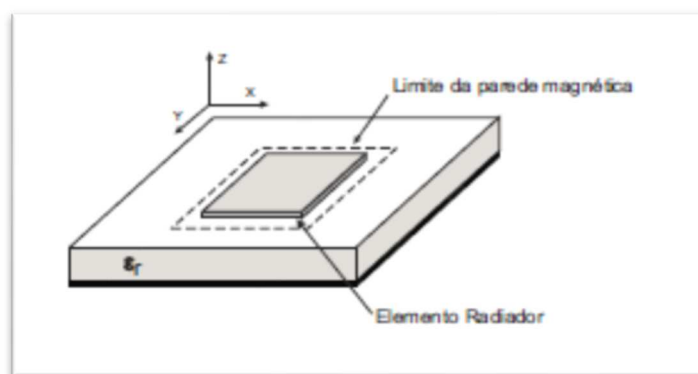


Figura. 3.12: Modelo da parede magnética de uma antena de microfita [10].

### 3.1 – Materiais Artificiais - Metamateriais

Recentemente, uma nova classe de materiais artificiais foi desenvolvida por muitos pesquisadores. Esses novos materiais representam a classe de metamateriais que são definidos como estruturas artificiais, projetadas para fornecer propriedades

eletromagnéticas incomuns não encontradas facilmente em materiais naturais. Um projeto básico mostrado na figura. 3.13 esboça uma matriz de dispersores eletromagnéticos eletricamente pequenos incorporados a um material dielétrico.

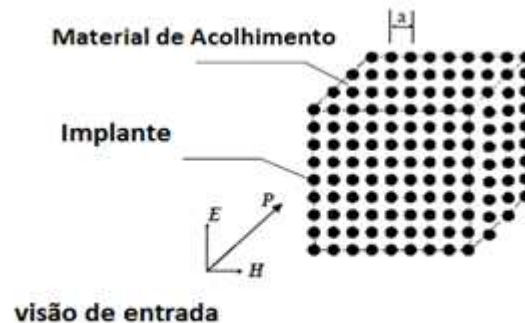


Figura. 3.13: Exemplo de metamaterial em 3-D [10].

Entre os materiais artificiais, tornaram-se populares os metamateriais chamados LHMM (do inglês *left-handed metamaterial* - LHMM) por possuírem valores negativos para a permeabilidade magnética e a permissividade elétrica. Na figura. 3.14 estão representados os valores possíveis para a permeabilidade magnética e permissividade elétrica dos metamateriais.

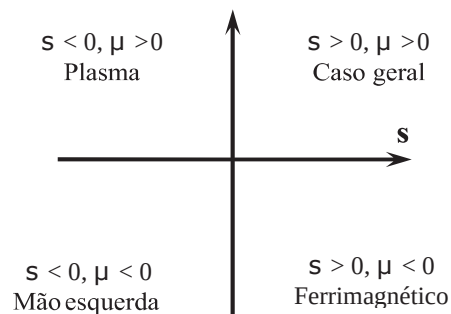


Figura. 3.14: Quadro resumo - características dos metamateriais.

As características desses materiais artificiais vão além de sua funcionalidade, já que é permitida a combinação de sinais entre os parâmetros de permissividade e permeabilidade.

A figura 3.15 ilustra uma representação gráfica de quatro diferentes possibilidades de materiais para aplicações eletromagnéticas, baseados em suas permissividades e permeabilidades. São também ilustradas a refração e a reflexão considerando uma interface entre o ar e cada meio.

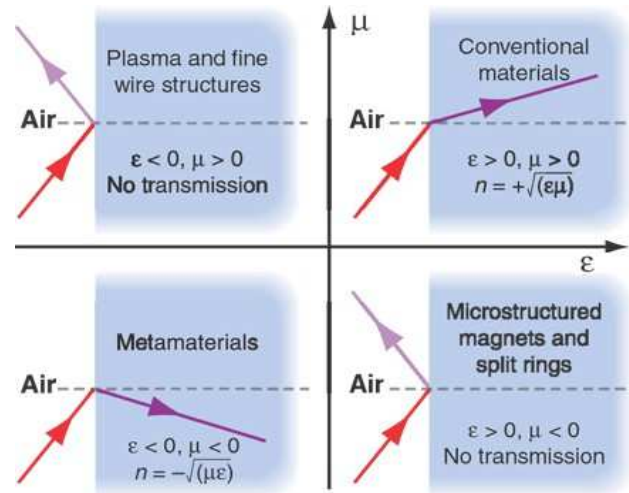


Figura. 3.15: Diagrama de permissividade ( $\epsilon$ ) e permeabilidade ( $\mu$ ), 4 meios.

Pesquisadores constataram que se  $\epsilon$  ou  $\mu$  tivessem sinais opostos, o material não suportaria a propagação de ondas eletromagnéticas []. Este fenômeno veio a ser conhecido como banda proibida (ou em inglês *electromagnetic band gap* - EBG). Quando os parâmetros  $\epsilon$  e  $\mu$  são positivos, que é o caso dos materiais convencionais (RHM – Right-Handed Materials), a refração ocorre positivamente. Entretanto, quando  $\epsilon$  e  $\mu$  são negativos simultaneamente, onde se encontram os metamateriais (LHM – Left-Handed Materials), a refração ocorre negativamente.

A presença de índice de refração negativo no meio implica em uma velocidade de grupo antiparalela à velocidade de fase, causando interessantes efeitos, como por exemplo, uma inversão da direção do efeito Doppler ou uma inversão do raio refratado na Lei de Snell comparado aos meios convencionais (índice de refração negativo).

Na figura. 3.16 está ilustrada a propagação em um meio com índice de refração positivo (RHM) e com índice de refração negativo (LHM). Nestes casos,  $\theta_1$  é o ângulo de incidência e  $\theta_2$  é o ângulo de refração.

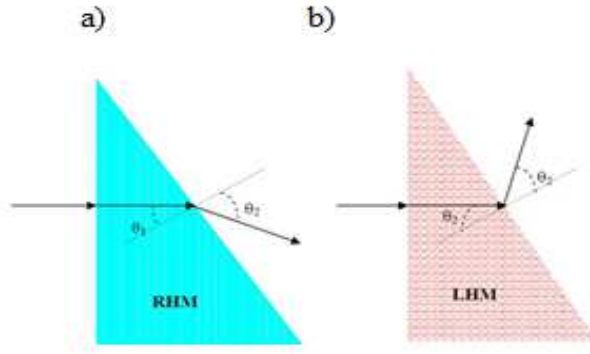


Figura. 3.16: Diagrama ilustrativo para as refrações positiva(a) e negativa(b).

[14]

A notação usada no estudo dos metamateriais utiliza estruturas homogêneas cuja média do comprimento estrutural de célula  $p$  é muito menor que o comprimento de onda guiada  $\lambda_g$ . Na figura. 3.17 estão ilustrados esses parâmetros estruturais.

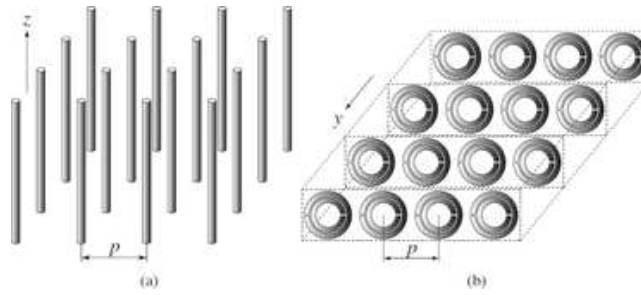


Figura. 3.17: (a) Estrutura composta por fios milimétricos; (b) Estruturas compostas por ressoadores de anéis partidos [14].

O metamaterial descrito na figura. 3.18 é o fio fino de metal (*thin-wire TW*). Se a excitação do campo elétrico  $E$  é paralela ao eixo dos fios ( $Ez$ ), para induzir corrente ao longo destes e gerar o momento de dipolo elétrico equivalente, esse metamaterial exibe uma função de frequência do tipo plasmática para a permissividade como [34]

$$\epsilon_r = 1 - \frac{\omega_{pe}^2}{\omega^2 + j\omega\xi} = 1 - \frac{\omega_{pe}^2}{\omega^2 + \xi^2} + j \frac{\xi \omega_{pe}^2}{\omega(\omega^2 + \xi^2)} \quad (3.11)$$

onde  $\omega_{pe}^2 = \sqrt{2\pi c^2 / [p^2 \ln(p/r)]}$  é a frequência plasmática elétrica,  $c$  é a velocidade da luz,  $r$  é o raio dos fios e

$$\xi = \varepsilon_0 (p\omega_{pe}/r)^2 / \pi\sigma \quad (3.12)$$

( $\sigma$ : condutividade do metal) é o fator de amortecimento devido às perdas do metal. Pode ser notado nessa formula que:

$$Re(\varepsilon_r) < 0 \text{ para } \omega^2 < \omega_{pe} - \xi^2 \quad (3.13)$$

O circuito equivalente do SRR é mostrado na figura 3.18 [35]. Na configuração de anel duplo, figura. 3.18(a), o acoplamento capacitivo e indutivo entre os anéis maiores e menores são modelados por uma capacitância de acoplamento ( $C_m$ ) e por um transformador (raio  $n$ ). Na configuração de um anel – figura. 3.18(b), o modelo do circuito é um simples ressoador RLC com frequência ressonante  $\omega = 1/\sqrt{LC}$ . O SRR duplo é essencialmente equivalente ao SSR único se o acoplamento mútuo é fraco, porque as dimensões dos dois anéis são muito próximas umas das outras, assim  $L_1 \approx L_2 \approx L$  e  $C_1 \approx C_2 \approx C$ , resultando em uma frequência ressonante combinada próxima a do SRR simples com as mesmas dimensões, porém com um maior momento magnético devido à maior densidade de corrente.

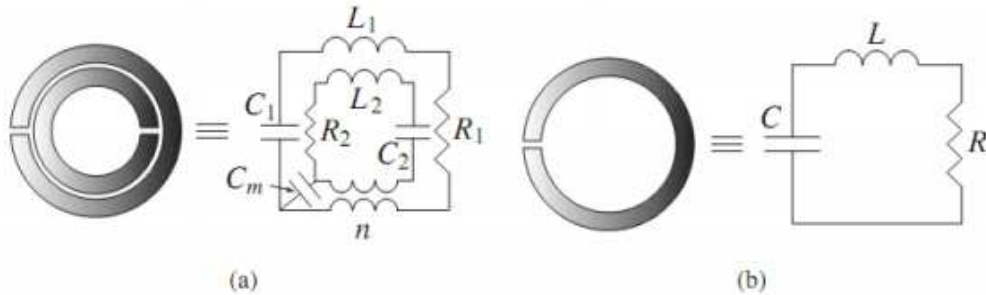


Figura. 3.18: Modelo de circuito equivalente do SRR: (a) com configuração dupla; (b) com configuração simples [14].

Na figura 3.19 são ilustradas as estruturas unidimensional (a) e bidimensional (b), respectivamente. Vale ressaltar que o SRR exibe uma resposta magnética ressonante para a onda eletromagnética quando o vetor campo magnético  $H$  for paralelo ao eixo dos SRRs [36-38].



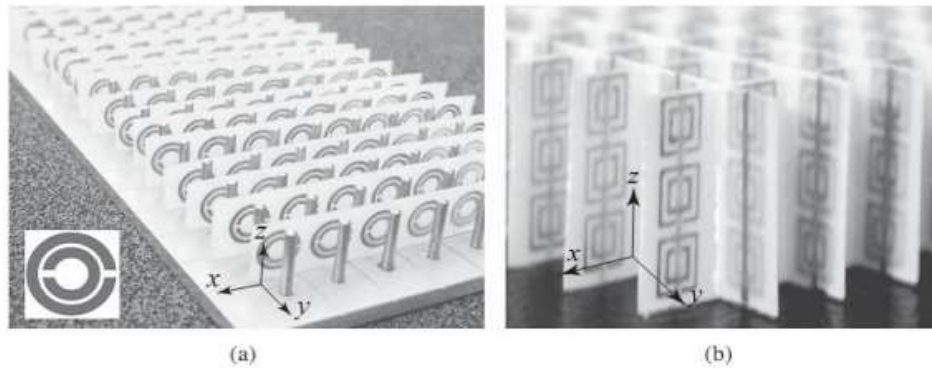


Figura. 3.19: (a) Estrutura unidirecional e (b) estrutura bidirecional [10].

Recentemente, novos substratos artificiais com propriedades dielétricas e/ou magnéticas têm sido empregados para a miniaturização de antenas e circuitos planares de micro-ondas. O uso destes materiais também é investigado em antenas de microfita com patch retangular.

Neste trabalho, será utilizado o metamaterial na faixa de frequência onde a permeabilidade e a permissividade possuem valores positivos, para aplicações em antenas de microfita. No contexto dos metamateriais, devido ao fato de apresentarem uma anisotropia tanto dielétrica quanto magnética, estes meios podem ser considerados como meios bianisotrópicos. Com isto, a inclusão destes materiais em formalismos numéricos, tais como, MoM, FDTD, entre outros, pode ser realizada [39-42].

### 3.2 Método do Espaço Livre

A técnica do espaço livre é um importante esquema de transmissão de ondas na comunicação e pesquisa de materiais. No radar e na comunicação por satélite, as ondas eletromagnéticas propagam-se pelo espaço livre. Na caracterização de propriedades de materiais, o espaço livre oferece muita flexibilidade no estudo de materiais eletromagnéticos sob diferentes condições. Nesta seção, primeiro faz necessário a introdução das antenas como transições de linhas guiadas para espaço livre, e então tratar dois tipos de ondas eletromagnéticas no espaço livre: feixes eletromagnéticos paralelos e feixes eletromagnéticos focalizados. As antenas são projetadas para radiar eficientemente energia eletromagnética de espaço livre em espaço livre, na transmissão para a recepção a energia irradiada de um ponto a outro sem perda ou dispersão significativa. Como mostrado na figura 4.1, as antenas podem ser tomadas como uma transição que transfira a linha de missão para o espaço livre.

Em aplicações reais, uma peça de montagem da linha de transmissão é usada para transportar a energia eletromagnética da fonte do sinal para a antena explicitada, ou da antena para o receptor. podem ser classificados como transmissores de antenas e receptoras e, às vezes, uma antena é usada como transmissora e receptora.

As técnicas de espaço livre também são agrupadas sob métodos de medição não destrutivos e sem contato, e são geralmente empregadas em frequências mais altas (acima de 10 GHz) (Varadan, 1991). Eles não exigem nenhuma preparação especial de amostra e são particularmente adequados para medir materiais em altas temperaturas e para dielétricos não homogêneos. E também foram implementados em muitas aplicações industriais para monitoramento e controle contínuos.

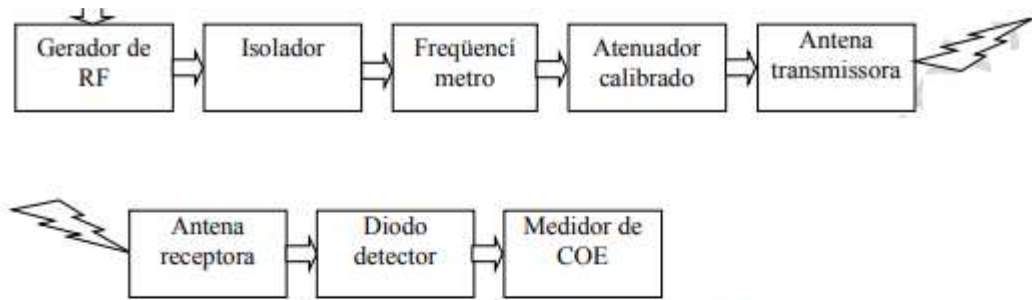
Numa típica técnica de medição de transmissão de espaço livre, uma amostra é colocada entre uma antena transmissora, uma receptora, a atenuação e a mudança de fase do sinal são medidas, a partir das quais as propriedades dielétricas da amostra podem ser determinadas. A medição precisa da permissividade em uma ampla faixa de frequências pode ser obtida por técnicas de espaço livre.

Na maioria dos sistemas, a precisão da permissividade determinada depende principalmente do sistema de medição e da validade do modelo usado para cálculos. As

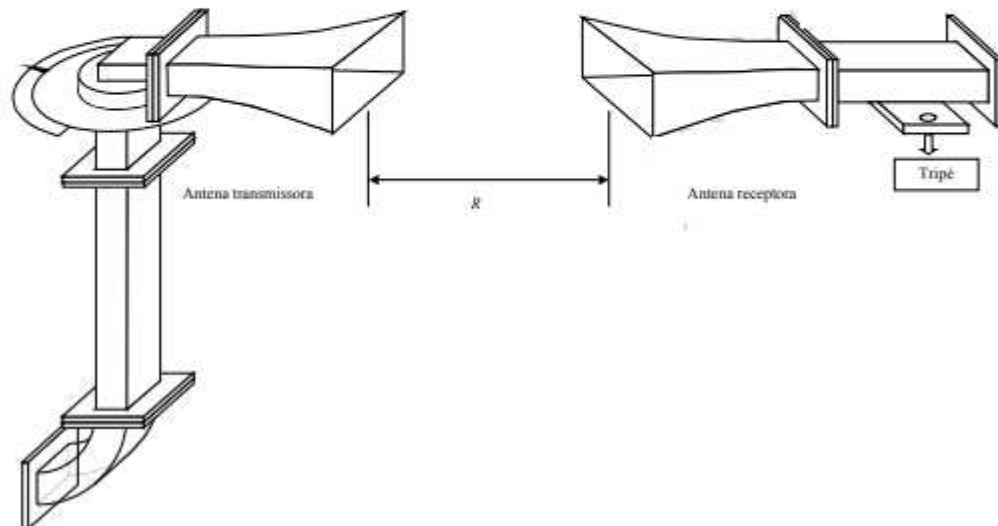
suposições usuais feitas com essa técnica são que uma onda plana uniforme é normalmente incidente na superfície plana de um material homogêneo, e que a amostra planar se estende ao infinito lateralmente de modo que os efeitos de difração nas bordas da amostra podem ser desprezados. A figura 3.20 mostra um arranjo típico de uma configuração de medição de espaço livre. Múltiplas reflexões, desajustes e efeitos de difração nas bordas da amostra são geralmente considerados as principais fontes de erros e devem ser considerados adequadamente. Para melhorar a precisão da medição, deve-se prestar atenção especial à escolha da irradiação.

O projeto do sistema de alimentação de antenas circularmente simétricas proposto neste trabalho, envolve a associação de um conector comercial padrão e um guia de onda coaxial que, dependendo da banda de operação, podem apresentar dimensões distintas. Para assegurar a minimização das perdas de retorno devido a esta descontinuidade, é essencial a presença de uma estrutura de adaptação, cuja complexidade dependerá da banda de operação do dispositivo, das diferenças entre dimensões, e da rigidez mecânica necessária para a estrutura. As referências [4], [5] e [6] apresentam exemplos de projetos de antenas circularmente simétricas dimensionadas para operar com uma perda de retorno menor que -15 dB nas suas faixas de operação.

Diagramas omnidirecionais podem ser formados por configurações de duplos refletores gerados a partir de seções de cônicas confocais, como descritos em [1-6] e ilustrados na figura 3.21. O diagrama omnidirecional e a polarização vertical são obtidos pela utilização de uma corneta coaxial radiando uma onda esférica com centro de fase coincidente com o foco situado sobre o eixo de simetria do sistema. A antena ADE apresentada em [5] possui perda de retorno inferior -15 dB, onde a principal contribuição para perda de retorno da antena provém do próprio alimentador, já que os refletores são dispostos de modo a minimizar a energia refletida pelo sub-refletor na direção da abertura do alimentador. Quando considerada isoladamente, a corneta coaxial apresenta perdas inferiores -16 dB ao longo da faixa de operação de 4.3 a 4.5 GHz. Entretanto, os resultados das simulações numéricas mostrados em [5] não incluem as perdas de retorno que, eventualmente, poderiam ocorrer ao se utilizar a alimentação através de conectores comerciais.



**Figura 6: Diagrama de blocos para medida de ganho e diagrama de radiação.**



**Figura. 3.20: Montagem das antenas**

A escolha de antenas piramidais é devido a elas possuírem alto ganho e outras características, como o baixo VSWR, a largura de banda moderada e com construção dos supertes utilizando madeira ou fibra, reativamente faceis de se encontrar no mercado. .Elas são usadas freqüentemente como alimentadores de refletores e atualmente em aplicações onde são necessárias altas larguras de banda, tais como a tecnologia WiMAX.

O projeto de antenas cornetas piramidais consiste em determinar as suas dimensões onde o ganho, a freqüência de operação e o guia de onda no qual a antena será acoplada são dados. A figura. 3.21 mostra a antena corneta e suas dimensões [3].

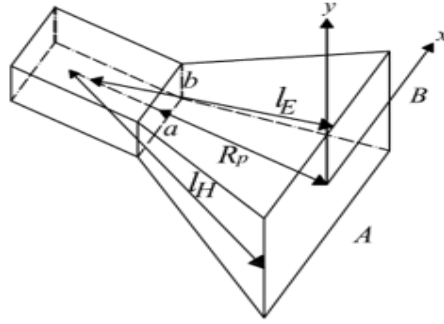


Figura. 3.21: Geometria de uma antena de corneta piramidal

A dimensão  $R_p$  se refere ao comprimento axial da antena, já  $A$  e  $B$  se referem às aberturas da antena, enquanto  $a$  e  $b$  são as dimensões do guia de onda. As dimensões  $l_E$  e  $l_H$  se referem ao comprimento da abertura a um ponto de intersecção no interior do guia de onda. Um projeto de antenas consiste em determinar os valores de  $A$ ,  $B$ ,  $l_H$  ou  $R_1$ ,  $l_E$  ou  $R_2$  e estes são relacionados da seguinte forma:

$$L_H^2 = R_1^2 + \left(\frac{A}{2}\right)^2 \quad 3.14$$

$$L_E^2 = R_2^2 + \left(\frac{B}{2}\right)^2 \quad 3.15$$

Antes de se iniciar o estudo, apresentar-se-á um novo método de projeto de antenas cornetas piramidais [13]. Desenvolve-se uma nova técnica analítica, usando fórmulas fechadas baseadas em equações que levam em conta os erros de fases exatos e otimizam o ganho relativo aos planos E e H. O projeto pode ser resolvido analiticamente ou numericamente.

Os projetos usuais não consideram os erros de fase exatos e, quando eles são usados, assume-se que possuem valores constantes. O método de Cozzens é baseado em medidas empíricas que produzem bons resultados [14], mas não otimiza o ganho da antena em relação às dimensões de abertura. Uma vantagem da nova técnica é resultar numa menor variação do ganho em relação às variações das dimensões de abertura, devido a mudanças de temperatura, por exemplo, se certas condições da curva de diretividade forem satisfeitas; por exemplo, se a curva for suave, como ocorre nos casos com antenas práticas [3]. Assim, a antena projetada pode levar a uma maior estabilidade

do ganho para a frequência na qual foi projetada. Além disso, como o projeto é baseado em equações mais exatas, o ganho obtido é próximo da realidade.

Há vários fatores que influenciam no ganho do eixo central da corneta piramidal. No cálculo do ganho, assume-se que somente o modo dominante TE<sub>10</sub> está presente e propagando no interior da antena. No entanto, isso não ocorre, porque quando as dimensões da abertura da antena se tornam maiores, outros modos de alta ordem aparecerão na abertura dela, alterando o seu ganho [15].

Adicionalmente, as reflexões da onda que ocorrem à medida que esta se propaga dentro da antena não são inclusas nas equações. Com o aumento da abertura, a onda sofre reflexões, aumentando o valor do VSWR. Se a transição do guia de onda para o espaço livre é feita suavemente, haverá poucas reflexões e o casamento de impedâncias será melhor, resultando numa maior largura de banda, por exemplo. Isso ocorre quando o ângulo de abertura da antena é pequeno e o comprimento da antena é grande.

Outro fator que não é normalmente levado em conta é a oscilação do ganho da piramidal com a frequência devido às múltiplas difrações nas bordas da abertura do plano E com reflexões posteriores na parede da antena [16]. Estas oscilações se tornam muito menores com o aumento da frequência. Assim, observa-se quão complexo pode ser o processo de determinar o ganho da antena. Este, ignorando os fenômenos discutidos anteriormente, pode ser dado por [3].

$$G = \frac{\pi}{32} \left( \frac{\lambda}{a} D_E \right) \left( \frac{\lambda}{b} D_H \right) \frac{4\pi^2}{\lambda^2} \varepsilon_{ap} AB \quad 3.16$$

Com:

$$D_E = \frac{a}{\lambda} \frac{32}{\pi} \frac{B}{\lambda} R_E \quad 3.17$$

$$D_H = \frac{b}{\lambda} \frac{32}{\pi} \frac{B}{\lambda} R_H \quad 3.18$$

Onde G é o ganho desejado no eixo principal, D<sub>E</sub> e D<sub>H</sub> são respectivamente os ganhos das antenas setoriais de planos E e H, R<sub>E</sub> e R<sub>H</sub> são respectivamente as eficiências de abertura de erro de fase no plano E e H e  $\varepsilon_{ap}$  é a eficiência de abertura da antena.

As eficiências de abertura de erro de fase  $R_H$  e  $R_E$  são dependentes dos valores de erros de fase  $t$  no plano H e  $s$  no plano E respectivamente, dados por:

$$t = \frac{A^2}{8\lambda R_2} \quad 3.19$$

$$s = \frac{B^2}{8\lambda R_2} \quad 3.20$$

Equações (3-19) e (3-20) foram derivadas por Schelkunoff [17]. Essas expressões utilizam a teoria da ótica geométrica e difração simples nas pontas das aberturas da antena. Elas são usadas para o cálculo do ganho no eixo principal de antenas piramidais e antenas setoriais de plano H [18]. Para antenas setoriais de plano E, a fórmula de Jull para o cálculo do ganho é mais exata [19].

Os valores de erros de fase exatos [20] resultam num ganho próximo dos valores medidos, conforme a figura 3.22. Eles são dados por:

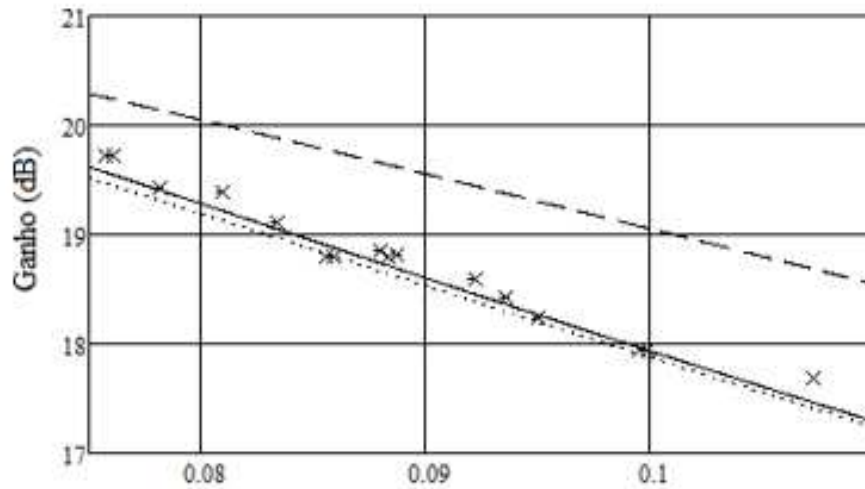


Figura. 3.22 Comprimento de onda [10]

Normalmente, assume-se no projeto que a eficiência de abertura  $\epsilon_{ap}$  ótima vale 0,5 ou 0,51 [3]. Entretanto, esse valor não representa a eficiência de abertura ótima, mas é próximo dela. O projeto ótimo é resultado da escolha do valor de  $A$  que maximiza o ganho no plano H para um dado comprimento axial  $R_1$ , além da escolha do valor de  $B$

que maximiza o ganho no plano E para um dado valor de  $R_2$ . Convém lembrar que o projeto só é ótimo para a frequência de operação desejada.

Costumam-se usar erros de fase quadráticos  $t = 0,375$  para o plano H e  $s = 0,25$  para o plano E [3]. Esses valores não correspondem aos valores ótimos de ganho ou diretividade, pois esses são derivados de aproximações das dimensões de abertura que maximizam o ganho para um dado comprimento axial. Suas aproximações são dadas por:

$$A = \sqrt{3\lambda R_1} \quad 3.21$$

$$B = \sqrt{3\lambda R_2} \quad 3.22$$

É possível também definir como a eficiência ótima de abertura o valor de 0,49 e erros de fase ótimos  $t = 0,4$  e  $s = 0,26$  [23].

No próximo capítulo será apresentado os tipos de substâncias líquidas e sólidas para composição do experimento e também aspectos de diferenciação, características e as principais utilizações. As substâncias líquidas como o epocler e sólida como comprimidos serão mais expostos com figuras ilustrativas e definições de composição química.



---

## Capítulo 4 – Materiais Líquidos e Sólidos

---

### 4.1 Introdução

Uma solução aquosa é uma solução na qual o solvente é água. É normalmente mostrada em equações químicas com o subscrito (aq). A palavra aquosa refere-se a isto, ou dissolvido em água. Como água é um excelente solvente assim como naturalmente abundante, está logicamente se tornou um solvente onipresente na química.

A habilidade de uma substância para dissolver-se em água é determinada por se a substância pode alcançar ou ultrapassar as fortes forças atrativas que as moléculas de água geram entre elas mesmas. Se a substância carece da habilidade para dissolver-se em água, as moléculas formam um precipitado.

Soluções aquosas que conduzem corrente elétrica eficientemente contém eletrólitos fortes, enquanto aquelas que conduzem fracamente são consideradas contendo eletrólitos fracos. Estes eletrólitos fortes são substâncias que são completamente ionizadas em água. Não-eletrólitos são substâncias que dissolvem-se em água, mas não produzem qualquer íon.

Ao executar os cálculos a respeito da reação de um ou mais soluções aquosas, deve-se geralmente saber a concentração, ou molaridade, das soluções aquosas. A concentração da solução é dada nos termos da forma do soluto anteriormente a ele ter-se dissolvido.

### 4.2 Matérias Líquidos - NaCl

O cloreto de sódio ou sal de cozinha, é uma substância largamente utilizada, formada na proporção de um átomo de cloro para cada átomo de sódio. A sua fórmula química é NaCl. O sal é essencial para a vida animal e é também um importante conservante de alimentos e um popular tempero.

O sal é produzido em diversas formas: sal não refinado (como o sal marinho), sal refinado (sal de cozinha), e sal iodado. É um sólido cristalino e branco nas condições normais.

Cloreto de sódio e íons são os dois principais componentes do sal, são necessários para a sobrevivência de todos os seres vivos, incluindo os seres humanos. Na figura 5.1 é mostrado uma estrutura de um cristal de sal. O sal está envolvido na regulação da quantidade de água do organismo. O aumento excessivo de sal causa risco de problemas de saúde como pressão alta.

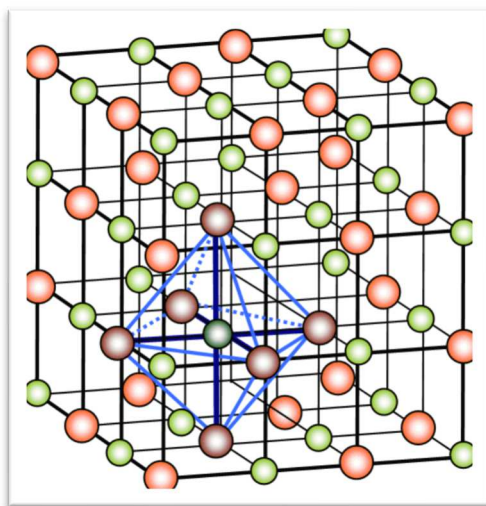


Figura. 4.1: Célula básica da estrutura de um cristal de sal (NaCl) [36].

### 4.3 Materiais Líquidos – $C_2H_4O_2$

Ácido acético é o nome reconhecido pela IUPAC. A abreviatura mais comum e oficial para o ácido acético é AcOH ou HOAc. O ácido acético (do latim acetum, azedo),  $C_2H_4O_2$ , oficialmente chamado ácido etanoico, é um ácido carboxílico (especificamente, um ácido monocarboxílico), saturado e de cadeia aberta. Quando ele está livre de água é conhecido como ácido acético glacial. Sua condutividade elétrica quando puro (glacial) é menor que a condutividade de uma solução deste em água, pois sua auto ionização é pequena. É utilizado como solvente em laboratório, podendo dissolver tanto compostos apolares quanto alguns sais. É um ácido fraco, estando pouco dissociado em solução aquosa.

Neste caso (HAc equivale ao ácido acético). AC significa o grupo acetil. No contexto de reações ácido-base a abreviatura HAc é usada frequentemente onde a AC significa o ânion acetato, embora este uso seja considerado por muitos como errôneo.

O ácido acético tem a fórmula empírica  $\text{CH}_2\text{O}$  e a fórmula molecular  $\text{C}_2\text{H}_4\text{O}_2$ . O último é escrito frequentemente como  $\text{CH}_3\text{-COOH}$ ,  $\text{CH}^3\text{COOH}$ , ou  $\text{CH}_3\text{CO}_2\text{H}$  para refletir melhor sua estrutura. O íon que resulta da perda de  $\text{H}^+$  do ácido acético é o anion acetato. O nome acetato também pode se referir a um sal que contém este anion, ou a um éster do ácido acético. Na figura 4.2 abaixo é mostrado a célula do vinagre.



Figura. 4.2: Célula básica da estrutura vinagre ( $\text{C}_2\text{H}_4\text{O}_2$ ).

O vinagre é tão velho quanto a própria civilização, talvez mais velho. As bactérias produtoras de ácido acético estão presentes em todo o mundo, e toda a cultura que pratica fermentação da cerveja ou do vinho descobriu inevitavelmente o vinagre como o resultado natural destas bebidas alcoólicas que ficam expostas ao ar ambiente.

O uso do ácido acético na química se estende na antiguidade. No século III a.C., o filósofo grego Theophrastos descreveu como o vinagre agia em metais e produzia os pigmentos úteis na arte, incluindo a ligação branca (carbonato de chumbo) e o verdigris.

Em 1847 o químico alemão Hermann Kolbe sintetizou o ácido acético de materiais inorgânicos pela primeira vez. A sequência da reação consistiu na cloração do bissulfeto de carbono ao tetracloreto de carbono, seguido pela pirólise ao tetracloroetileno e a cloração aquosa ao ácido tricloroacético, e concluindo com redução eletrolítica ao ácido acético.

## 4.4 Matérias Líquidos

Os medicamentos líquidos, além do envase de quantidades médias e maiores de um produto farmacêutico estéril, como, por exemplo o líquido de lavagem para sala de operação ou um substituto do sangue, o envase de quantidade mínimas representa um grande desafio para a tecnologia de envase. As variantes mais frequentes são as substâncias em porções, parcialmente também secas por congelamento, seladas em recipientes de vidro com tampa ou no estado líquido em ampolas de vidro e ou plástico. O conteúdo consiste geralmente de uma substância, um medicamento estabilizado em circuito ou de uma vacina.

Aspectos como cor, odor, sabor, identificação, determinação do pH, teor do princípio ativo, viscosidade, determinação de impurezas, teor de álcool, são essenciais para a determinação das características dos medicamentos. Exemplos dos aspectos mencionados estão presentes nos medicamentos tipo: Xarope, elixires, suspensões, emulsões, injetáveis, tinturas e extratos.

Um dos medicamentos líquidos a ser testados é o Epocler que é um medicamento que atua principalmente sobre o fígado, sendo utilizado em caso de problemas digestivos, diminuindo a absorção de gordura pelo fígado, e auxiliando também na remoção de toxinas do fígado, como é o caso do excesso de álcool. Este remédio tem na sua composição três substâncias ativas, que são os aminoácidos racemetionina, colina e betaína, pode ser comprado em farmácias e cada caixa com 12 flaconetes custa aproximadamente 22 reais.

O Epocler é um produto composto por três aminoácidos: Racemetionina, colina e Betaína. Indicado no tratamento dos distúrbios metabólicos hepáticos, sua composição para cada frasco contém 10 ml. Características físicas: Epocler apresenta-se como uma solução amarelada com odor e sabor de abacaxi. Na figura 4.3 abaixo é mostrada a foto do frasco do Epocler.



Figura. 4.3: Frascos do medicamento Epocler

## 4.5 Substâncias sólidas

As substâncias sólidas aqui analisadas pertencem ao grupo de medicamentos, onde são apresentados de várias formas físicas, como comprimidos, cápsulas, pastilhas e outros. Para se chegar a esses formatos, há um rigoroso processo de investigação e produção. Essa forma final é designada por forma farmacêutica. Pode definir-se forma farmacêutica do seguinte modo: “Estado final que as substâncias ativas ou excipientes apresentam depois de submetidas às operações farmacêuticas necessárias, a fim de facilitar a sua administração e obter o maior efeito terapêutico desejado” (Decreto-Lei nº 176/2006 de 30 de Agosto).

Substância ativa é “qualquer substância ou mistura de substâncias destinada a ser utilizada no fabrico de um medicamento e que, quando utilizada no seu fabrico, se torna um princípio ativo desse medicamento, destinado a exercer uma ação farmacológica, imunológica ou metabólica com vista a restaurar, corrigir ou modificar funções fisiológicas ou a estabelecer um diagnóstico médico” (Decreto-Lei nº 176/2006 de 30 de Agosto).



Figura. 4.4 – Fotografia de alguns tipos de cápsulas.

As cápsulas são formas farmacêuticas muito difundidas a partir do século XIX. As cápsulas são constituídas por um invólucro, habitualmente de duas partes, de natureza, formas e dimensões variadas. No seu interior encontramos as substâncias medicamentosas. O invólucro pode, em alguns casos, ser único. As cápsulas mais antigas eram designadas por hóstias. O seu invólucro era de amido. Em 1872, Limousin e Toiray conceberam um aparelho pioneiro para a sua produção e que foi depois melhorado por Digne. As hóstias amiláceas tiveram divulgação significativa até meados do século XX. Gradualmente foram sendo substituídas por cápsulas gelatinosas mais ajustadas à produção industrial. As cápsulas que hoje são mais utilizadas são as cápsulas duras. Terá sido Lehuby, em 1846, a obter as primeiras cápsulas deste tipo à base de tapioca e depois de geleia de carragenina. Em 1848, Murdock preparou as primeiras cápsulas à base de gelatina. Desde então as cápsulas têm sido melhoradas a nível do invólucro e adaptadas ao mundo industrial.

A Farmacopeia Portuguesa IV (1935) referia que as cápsulas gelatinosas que contivessem óleos, essências e outros líquidos designavam-se por pérolas. A Farmacopeia Portuguesa IX (2008) define cápsulas como: “preparações sólidas constituídas por um invólucro duro ou mole, de forma e capacidade variáveis, contendo geralmente uma dose unitária de substância(s) ativa(s). Destinam-se à administração por via oral”. Há cápsulas duras, moles, de libertação modificada, gastro-resistentes, hóstias.

Os comprimidos são destinados à via oral. Alguns são deglutidos ou mastigados, outros são dissolvidos ou desagregados em água antes da administração e outros devem

permanecer na boca para aí libertarem a substância ativa”. Há actualmente diversos tipos de comprimidos: não revestidos, revestidos, efervescentes, solúveis, dispersíveis, orodispersíveis, de libertação modificada, gastro-resistentes, para utilizar na cavidade bucal, liofilizados orais.

O Capítulo seguinte abordará o projeto da antena, análises paramétricas e as modificações de banda larga. As técnicas de anéis metálicos fendidos ressonantes num plano e como podem controlar a permeabilidade magnética funcionando como metamaterial será demonstrado. Será apresentado também a configuração da medição dentro de um controle de distância entre os sensores, com a implementação de um setup de medição. Os resultados dos testes realizados com os tipos de soluções líquidas e sólidas em cinco níveis de concentração serão demonstrados em planilhas e gráficos ilustrativos.

## Capítulo 5 – Setup de Medição

### 5.1 Projeto da antena de Microfita

Os desenhos de antenas de banda larga são amplamente utilizados em muitas aplicações. Além disso, neste estudo o ambiente é geralmente controlado devido ao troca entre ganho e diretividade por largura de banda. Como método de detecção do sensor, foram utilizados parâmetros de permissividade, permeabilidade elétrica e magnética, a fim de permitir a escolha de parâmetros em uma faixa de frequência.

Os sensores são antenas de banda larga usadas para o teste do método de sensibilidade proposto. A antena transmissora (Tx) envia um sinal através de uma substância aquosa ou de uma substância sólida (comprimidos) para a antena receptora (Rx).

As substâncias aquosas são amostras de teste que têm suas composições modificadas e as sólidas são de dimensões e pesos diferentes para modificar suas propriedades elétricas e como uma onda eletromagnética depende da permissividade e permeabilidade relativa do meio. Assim, a transmissão sofre efeitos diferentes devido as impurezas nas amostras e são sentidas no módulo de transmissão. Diversas frequências foram testadas para verificar a variação de sensibilidade dos sensores. A partir desses dados, os modelos de dispersão recuperam parâmetros constitutivos fisicamente precisos em toda a região das frequências analisadas.

O projeto da antena foi desenvolvido através de análises paramétricas e as modificações foram em antenas de banda larga.

Os anéis metálicos fendidos ressonantes num plano podem controlar a permeabilidade magnética, funcionando como metamaterial. Deseja-se o controle sem a influência da permeabilidade própria do metal, com a permeabilidade dos materiais magnetizáveis respondendo significativamente com a frequência.

A indução magnética é dada pela equação (5.1):

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} + \mu_0 \chi_m \vec{H} = \mu_r \mu_0 \vec{H}, \quad (5.1)$$



onde  $\chi_m$  é a susceptibilidade magnética,  $\vec{H}$  é o campo magnético,  $\mu_0$  é a permeabilidade magnética e  $\mu_r$  é a permeabilidade relativa de [14-15], nesse caso, dado por (5.2)

$$\mu_r = 1 - \frac{\pi r_1^2}{a_1^2 \left[ 1 - \frac{3d}{\pi^2 \epsilon_0 \mu_0 \omega^2 r_1^3} + i \frac{2R_{ff}}{r_1 \mu_0 \omega} \right]}, \quad (5.2)$$

obtem que  $r_1$  é o raio interno do anel,  $d$  é a separação entre as bordas dos anéis, medida na direção radial,  $a_1$  é a distância entre os centros de dois anéis adjacentes e  $R_{ff}$  é a resistência elétrica do conjunto de anéis, como pode ser visto em (5.3).

$$R_{ff} = \frac{2\pi \left( r_1 + W + \frac{d}{2} \right)}{\delta_c \sigma W} \quad (5.3)$$

Nessa equação 5.3,  $W$  corresponde a largura da fita e  $\delta_c = 1/\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}$  é a profundidade de penetração para a densidade de corrente cair para  $1/e$  em relação ao valor de superfície.

Para cálculo da largura do elemento radiador, parte-se da média aritmética da constante dielétrica do material e do ar, obtém:

$$\epsilon_{req} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (5.4)$$

A largura do elemento radiador com metamaterial de permissividade diferente do vácuo é explicitada por (5.5):

$$W_r = \frac{3 \cdot 10^8}{2 f_r \sqrt{\mu_{req} \epsilon_{req}}} \quad (5.5)$$

onde  $\mu_{req}$  é a permeabilidade relativa equivalente.

O comprimento efetivo da antena é dado por (5.6):

$$L_{eq} = L_r + 2 \Delta L \quad (5.6)$$

Primeiro, definiremos para esse caso as equações 5.7 e 5.8:

$$\zeta_{sa} = 0.434907 \left( \frac{\epsilon_{ref}^{0.81+0.260}}{\epsilon_{ref}^{0.81}-0.180} \right) \cdot \left( \frac{(W_r/h)^{0.8544+0.236}}{(W_r/h)^{0.8544+0.870}} \right) \quad (5.7)$$

$$\zeta_{sb} = 1 + \frac{(W_r/h)^{0.371}}{2.358\epsilon_{ref}+1} \quad (5.8)$$

$$\zeta_{sc} = 1 + \frac{0.5274 \, tg^{-1}[0.084(W_r/h)^{1.9413/\zeta_{sb}}]}{\epsilon_{ref}^{0.9236}} \quad (5.9)$$

$$\zeta_{sd} = 1 + 0.0377 \, tg^{-1}[0.067 (W_r/h)^{1.456}] \cdot [6 - 5 e^{0.036 \cdot (1-\epsilon_r)}] \quad (5.10)$$

$$\zeta_{se} = 1 - 0.218 e^{-7.5 W_r/h}. \quad (5.11)$$

Então faz-se necessário encontrar a permissividade efetiva do conjunto, como visto em [6,11], o qual para nosso caso de  $W_r/h$  é dado por (5.12):

$$\epsilon_{eff} = \left( \frac{\epsilon_r+1}{2} \right) \left[ 1 + \left( \frac{\epsilon_r-1}{\epsilon_r+1} \right) \right] \cdot \left( \frac{1}{\sqrt{1+\frac{12h}{W_r}}} - \frac{t}{2.3h\sqrt{\frac{W_r}{h}}} \right), \quad (5.12)$$

Onde  $h$  e  $t$  correspondem a espessura do dielétrico e condutor, respectivamente.

Podemos agora calcular  $\Delta L$ , dado por (5.13):

$$\Delta L = h \left( \frac{\zeta_{sa}\zeta_{sc}\zeta_{se}}{\zeta_{sd}} \right), \quad (5.13)$$

por fim, o comprimento geométrico se torna (5.14)

$$L_r = \frac{c_0}{2 \, fr \, \sqrt{\mu_{req}\epsilon_{ref}}} - 2\Delta L. \quad (5.14)$$

O cálculo da linha de alimentação pode ser calculada como segue em (5.15)(5.16)(5.17):

$$A = \left(\frac{Z_0}{60}\right) \cdot \text{sqrt}\left(\frac{e_r+1}{2}\right) + \left(\frac{e_r-1}{e_r+1}\right) \cdot \left(0.23 + \frac{0.11}{e_r}\right),$$

(5.15)

$$B = 377 \frac{\pi}{2 \cdot Z_0 \cdot \text{sqrt}(e_r)},$$

(5.16)

$$W = 8 h \frac{\exp(A)}{\exp(2 \cdot A) - 2}.$$

(5.17)

A antena otimizada e construída é mostrada na figura 5.1.

Na tabela 5.1 são mostrados os valores das dimensões dos parâmetros em milímetros.

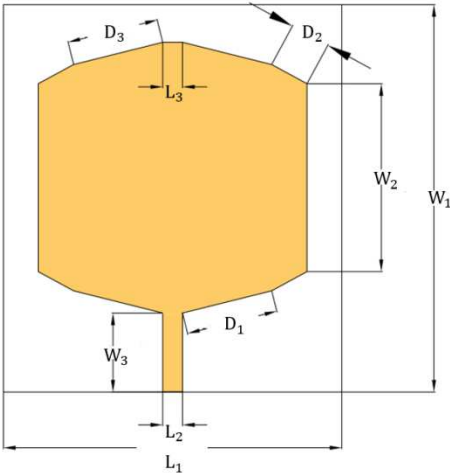


Figura. 5.1: Projeto da antena

Tabela. 5.1. Parâmetros da Antena

| Parâmetros da antena | Dimensão (mm) | Parâmentos     | Dimensão (mm) |
|----------------------|---------------|----------------|---------------|
| L <sub>1</sub>       | 55.64         | W <sub>3</sub> | 13.00         |
| L <sub>2</sub>       | 3.25          | D <sub>1</sub> | 15.10         |
| L <sub>3</sub>       | 3.25          | D <sub>2</sub> | 6.62          |
| W <sub>1</sub>       | 63.70         | D <sub>3</sub> | 15.10         |
| W <sub>2</sub>       | 30.89         |                |               |

Na especificação do substrato, as alterações previstas foram feitas no metamaterial. Na figura 5.2, o substrato metamaterial que é a associação de politetrafluoroetileno feito de anéis de metal circulares concentrados, construídos na face oposta ao elemento radiador. Na tabela 5.2 são mostrados os parâmetros do metamaterial.

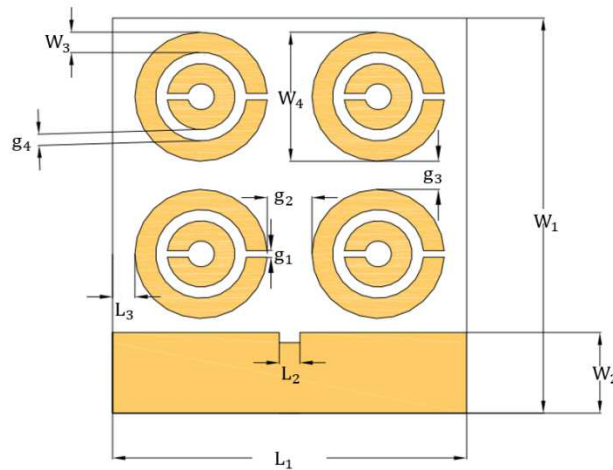


Figura. 5.2. Desenho do Metamaterial

Tabela. 5.2. Parâmetros do Metamaterial

| Parâmetros do metamaterial | Dimensões (mm) | Parâmetros | Dimensões (mm) |
|----------------------------|----------------|------------|----------------|
| $L_1$                      | 55.64          | $W_4$      | 20.79          |
| $L_2$                      | 3.25           | $g_1$      | 1.04           |
| $L_3$                      | 3.51           | $g_2$      | 7.03           |
| $W_1$                      | 63.70          | $g_3$      | 4.56           |
| $W_2$                      | 13.00          | $g_4$      | 1.81           |
| $W_3$                      | 3.30           |            |                |

O material de substrato usado nos sensores é o FR-4, uma fibra de vidro de baixo custo com tangente de perda de 0,02. As perdas da interação da onda com o substrato através da passagem da onda entre o plano terra, os refletores de metamaterial e o elemento radiador não são significativas para os resultados de transmissão do método de sensibilidade do sensor, pois somente a transmissão final é analisada no curvas de sensibilidade.

Para o nosso experimento, controlaremos o ambiente da transmissão, para que as pusilanimidades das antenas não sejam significativas.

O projeto final foi simulado no HFSS, com os ajustes apropriados de ajuste fino. Sua realização é mostrada, em comparação com as moedas do dólar \$ 0,25 para visualizar a escala.

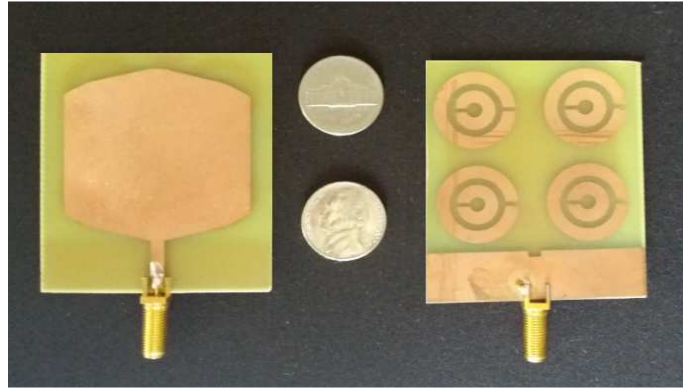


Figura. 5.3: Foto da antena

Todos os cálculos foram automatizados em roteiro *matlab*, utilizando-se como substrato a fibra FR-4 ( $\epsilon_r = 4,4$ ),  $t = 0,05\text{mm}$  e  $h = 1,60\text{ mm}$  e a simulação realizada no HFSS, obtendo-se os dados descritos na figura 5.3.

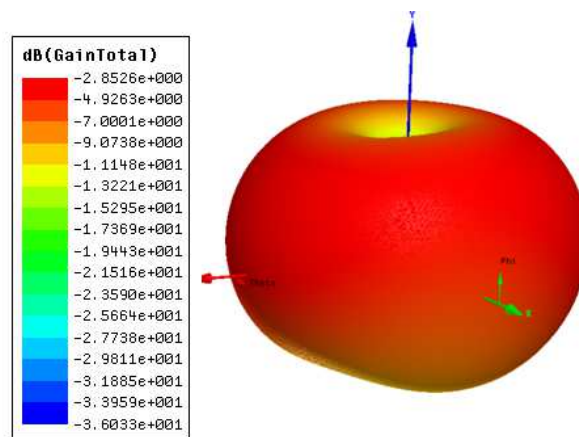


Figura. 5.4: Diagrama de radiação

A radiação 3D da antena projetada na figura 5.4 tem a forma de uma maçã, que concentra o maior ganho próximo ao plano YZ. A antena é colocada no plano XY, com a energia vindo do eixo Y para alimentar a antena.

O parâmetro simulado  $S_{11}$  da antena mostrado na figura 5.5, demonstra sua alta capacidade de operar em diversas frequências como uma antena UWB. Usando como critério -10 dB, com uma largura de banda a partir de 1 GHz e se estende além de 14 GHz com boa correspondência de impedância usando um material de alta perda e baixa

qualidade, o EPOXY FR-4 (1,6 mm de espessura). Os protótipos apresentaram correlação satisfatória com os resultados simulados figura 5.5.

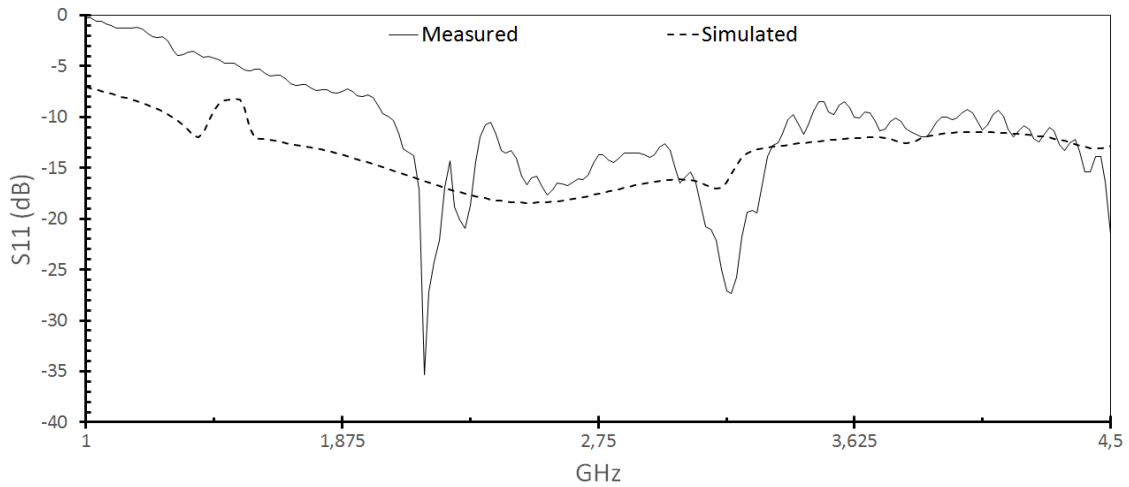


Figura. 5.5:  $S_{11}$  versus frequência da antena

Com o plano terra usando metamaterial simples (horizontal), proporciona uma diminuição da permissividade relativa, Isso nos ajuda a ter um patch com maior cobertura no substrato, resultando em uma grande largura de banda e um ganho compatível com UWB, forma de irradiação e os valores podem ser vistos na figura 5.4. O parâmetro  $S_{11}$  dos sensores não apresentou uma mudança significativa em sua resposta com a presença de amostras de água com concentrações de NaCl e  $C_2H_4O_2$ , pois as amostras eram muito pequenas e não eram suficientes para mudar as ressonâncias das antenas.

Podemos ver o VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*) na figura 5.6 do sensor proposto. Seus valores aproximam-se 1, quanto melhor a antena corresponder à frequência observada, já que é o módulo de razão de magnitude entre uma onda estacionária em um ponto de máximo e o próximo ponto mínimo. Como esperado, o VSWR combina perfeitamente com as variações  $S_{11}$  da antena conforme mostrado na figura 5.5.

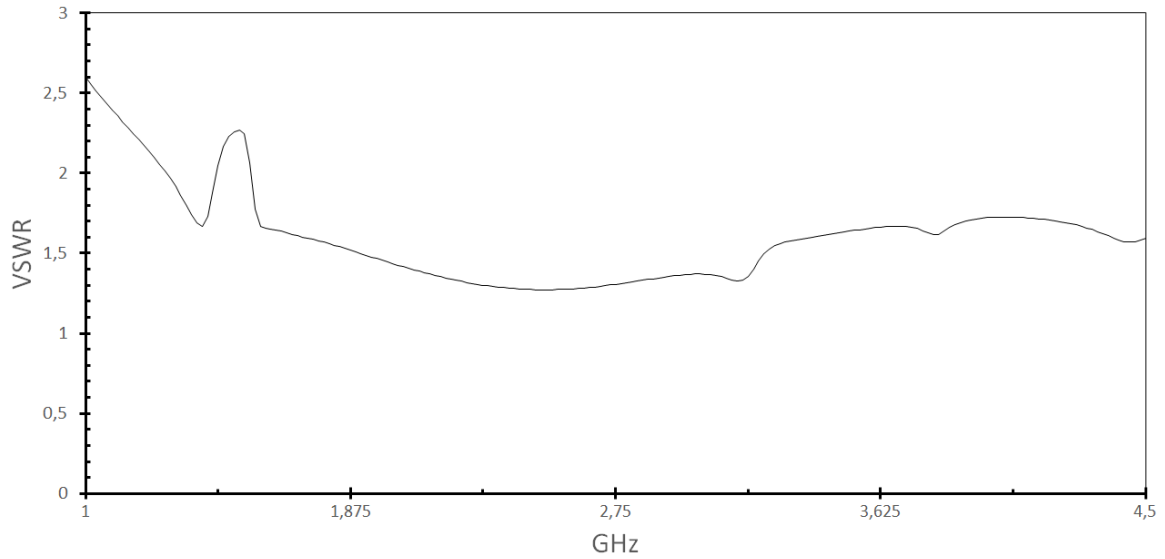


Figura. 5.6: VSWR versus frequência da antena

A Figura 5.7a da carta de Smith revelará como a correspondência está em cada frequência, podemos ver que a estrutura está tendendo para impedâncias capacitivas ou indutivas. Mesmo em casos extremos, soluções podem ser adotadas para corrigir quando o resultado é insatisfatório.

A comparação em diferentes planos de observação é mostrada na figura 5.7. Na figura 5.7b, podemos ver o diagrama 2D da irradiação da figura , quando  $\phi = 0^\circ$ , da mesma forma, a figura 5.7c corresponde à irradiação em  $\phi = 90^\circ$ . e observando a radiação no plano  $\theta = 90^\circ$ , obtém-se a figura 6.7d.

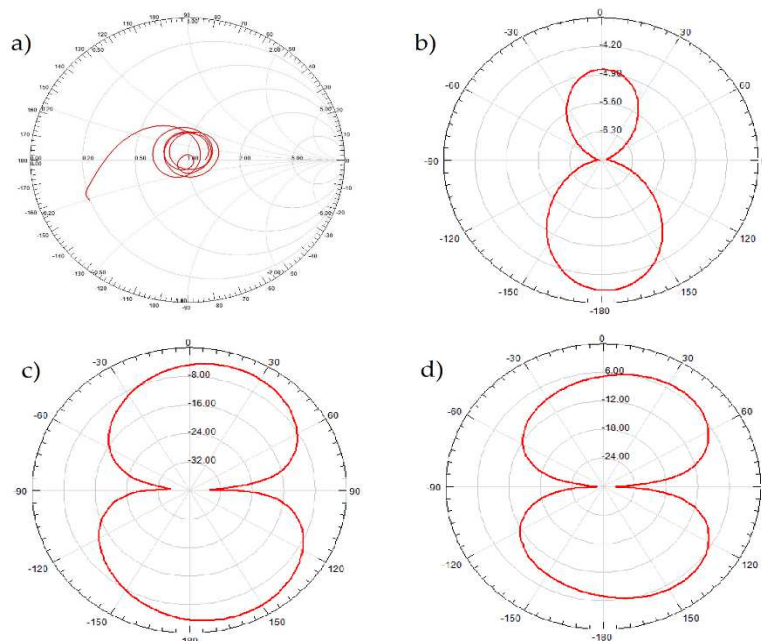


Figura. 5.7: a) Carta de Smith b)  $\phi = 0^\circ$ , c)  $\phi = 90^\circ$  e d)  $\theta = 90^\circ$ .

## 5.2 Experimento

A configuração da medição foi realizada dentro de um controle de distância entre os sensores, como pode ser visto no projeto da Fig. 5.8 e sua implementação na figura. 5.8 Para os testes realizados, o Analisador de Rede ENA Agilent E5071C foi usado para fornecer novos padrões de velocidade, precisão e versatilidade para redes. A faixa de frequência variou entre 1,8 GHz e 4,5 GHz.

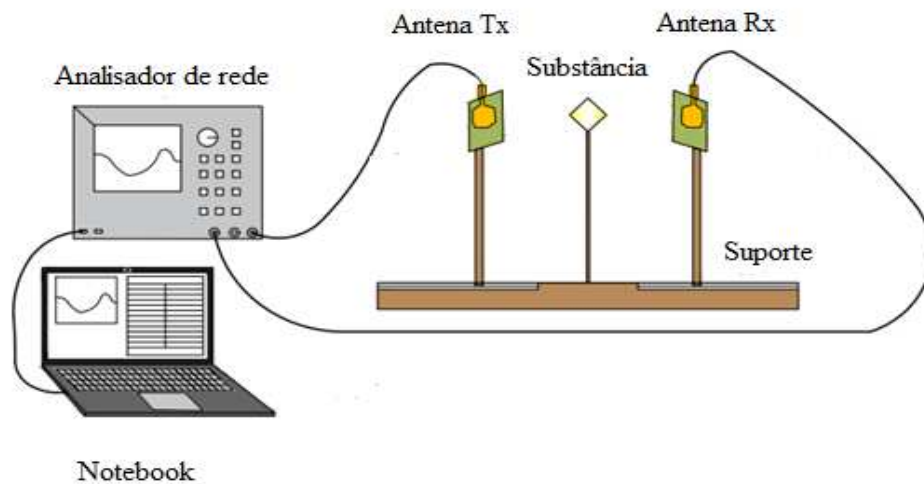


Figura. 5.8: Esquema da configuração de medição

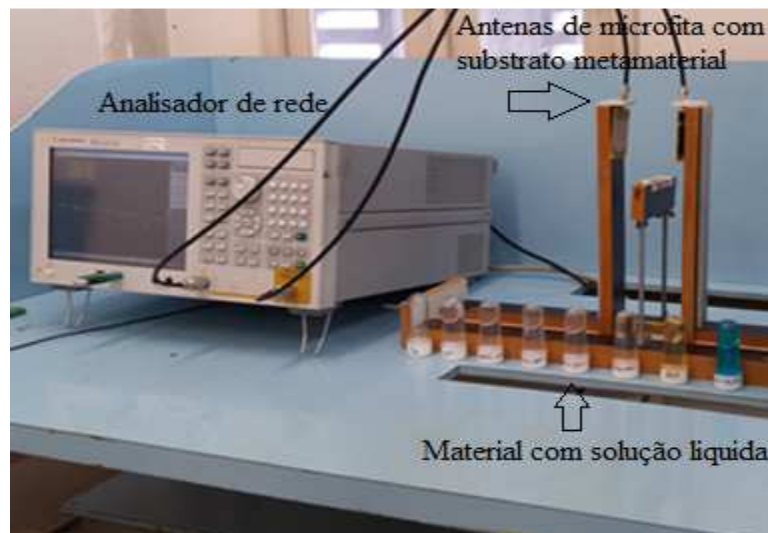


Figura. 5.9: Fotografia do setup de medição para antenas de microfita com substrato metamaterial



Câmara anecoica figura 5.10, com dimensões do que é mais eficiente contra reflexões e interferências da própria irradiação do sensor e também isolada de fontes externas de ruídos.



Figura. 5.10: Fotografia da câmara anecoica omnidirecional

O computador portátil acoplado ao sistema reproduz gráficos, faz tabelas de coleta e registra a faixa de frequência usada. Os sensores de transmissão e recepção são antenas microstrip com anéis circulares divididos que trabalham em conjunto com o metamaterial para obter maior largura de banda.

## 2.2. Material de teste

As amostras utilizadas nas experiências foram as seguintes: cloreto de sódio ( $\text{NaCl}$ ) com massa molar de 58,44 g / mol e ponto de fusão 801 ° C, classificado como sal. Quando dissolvida em água, a amostra suporta 100 ml em percentagens de 1%, 3%, 10%, 20% e 30%. A outra amostra utilizada nos experimentos foi o ácido etanoico ( $\text{C}_2\text{H}_2\text{O}_2$ ) com massa molar de 60g / mol e ponto de fusão de 6,5°C, e solúvel em água por 100 ml em percentagens de 1%, 3%, 10% 20% e 30%.

As amostras de comprimidos:

Como mostrado abaixo o experimento com sólidos (comprimidos) foi realizado em oito níveis de tamanho e peso, o teste inicial foi realizado através da câmara anecoica para medir o grau de diferentes concentrações e diferenciar as cores Rosa (0,2170g), Branca

(0,5316g), Vermelho (0,5748g), Duas cores (0,5839g), Amarelo (0,7640g), Cinza (0,9921g), Azul (2,7102g), Laranja (3,2073g), como mostra a fotografia da figura 5.11.



Figura. 5.11: Balança de precisão elétrica

O método do espaço livre (*Courtney 1970, Athey, e outros 1982, El-Rayes e Ulaby 1987, Ghodgaonkar, e outros 1990, Amiet e Jewsbury 2000, Trabelsi e Nelson 2003, FHWee, e outros 2009, Juan-García e Torrents 2010, Cataldo, et al. 2011*) é para aplicações de banda larga. A técnica é boa para materiais que podem permanecer inalterados para fins de caracterização.

A metrologia de espaço livre é usada para caracterizar materiais em um ambiente não fechado, de modo que feixes divergentes são direcionados para um pedaço de material dielétrico. Embora a modificação da superfície ou o gabinete separado não seja necessário, as medições realizadas em espaço aberto aumentarão a possibilidade de obter resultados imprecisos. O conjunto mostrou-se eficiente em testes de transmissão sem alta interferência pelo meio, o que resultou em uma boa análise dos sensores operacionais com resultados preditivos [49-50].

A proposta é um método alternativo em que visa caracterizar diferentes tipos de substâncias sólidas e líquidas. A configuração real da medição consiste em duas antenas de ganho padrão de banda Ka e dois adaptadores coaxiais para guia de onda. A medição foi realizada em uma ampla faixa de frequência de 1.8 a 4.5 GHz. Como afirmado anteriormente, o número de pontos de dados de frequência é muito crucial para a determinação precisa dos picos transmitidos / refletidos. Portanto, o número de pontos de dados de frequência são considerados como pontos analisados para todo o processo de

medição. A dimensão transversal da amostra de teste é considerada maior do que a abertura da antena, a fim de minimizar o efeito de difração das bordas da amostra. O critério para dimensões transversais da amostra foi feito de tal forma que o vetor Poynting normalizado cai para -20 dB próximo às bordas. É de notar que, se as antenas não são do tipo lente, amostra de teste é colocada no foco de ambas as antenas, então as dimensões da secção transversal da amostra de teste podem ser inferiores às cópia do pé da antena obtidos para validar a abordagem proposta.

As amostras estão colocadas entre as duas antenas, como mostrado na de modo que a aproximação da onda plana possa ser feita. Deve-se notar aqui que a superfície deve ser preferencialmente plana,. No presente caso, as amostras de teste são colocadas entre as duas antenas, separadas por uma distância de 20 cm. Os vários picos de potência são obtidos usando as rotinas do VNA. Para validar os dados medidos, os valores dos padrões são então retirados das bandas de frequência reportadas adjacentes, assumindo que as propriedades dielétricas dessas amostras não variam significativamente com a frequência e sim mantem um padrão de variação onde o mesmo pode ser demonstrado e apurado através de vários testes e medições.

Os padrões adotados relativo a transmissão são demonstrados em decibéis (dB) e a análise do ganho ou perda se dá pela frequência. Ângulo e espaço de incidência da antena transmissora no conjunto com a receptora. Nas figuras 5.12, 5.13 e 5.14 abaixo o setup de medição utilizando a técnica do espaço livre onde foi realizado com duas antenas de corneta modelo Assy *HORN* com frequências de 4.3 a 6.8 GHz, material de suporte em MDF (*Medium Density Fiberboard*), com altura de 45 cm, as antenas ficarão em um distância de 20 a 25 cm sendo adequadas a cada tipo de teste.



Figura. 5.12: Setup de medição utilizando a técnica do espaço livre

Os testes com sólidos foram realizados com amostras de comprimidos (cápsulas), contendo 400 mg de substâncias de Zinco e vitaminas.

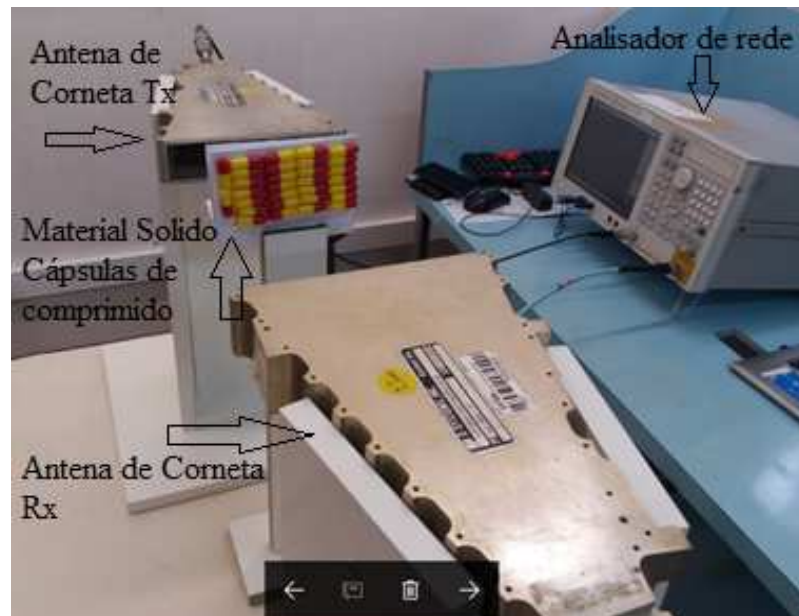


Figura. 5.13: *Setup* de medição utilizando a técnica do espaço livre com material sólido cápsulas de comprimido

Para os testes no líquido, foram utilizados frascos de as substância conhecida como Epocler (10 ml), medicamento utilizado em caso de problemas digestivos.

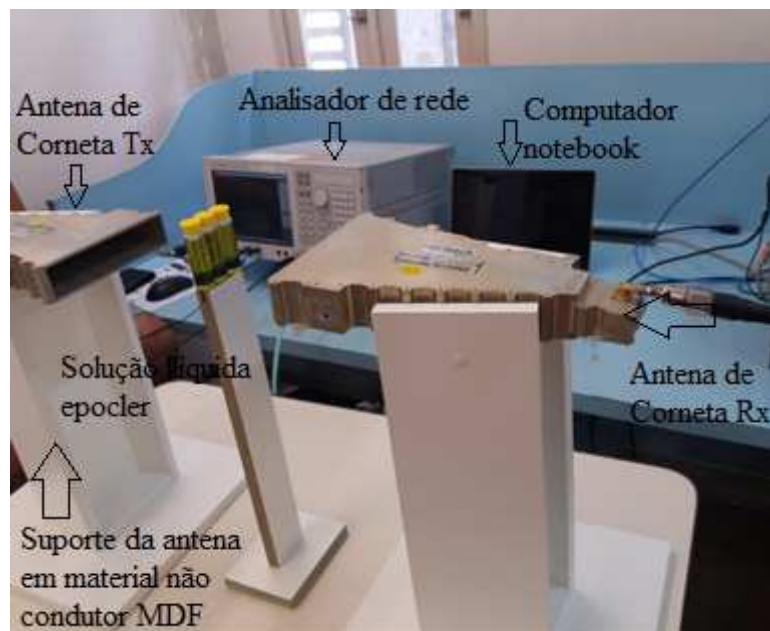


Figura. 5.14: *Setup* de medição utilizando a técnica do espaço livre com material líquido frascos de epocler

### 5.3 Resultados e Discussões

Os resultados dos testes realizados incluem um sistema de medição composto por analisador e antenas microfita com substrato metamaterial em anéis bipartidos cujo objetivo principal é aumentar a largura de banda de frequência para a medição de soluções de NaCl em cinco níveis de concentração, teste inicial realizado através do câmara anecóica para medir o grau de impureza em diferentes concentrações de 1%, 10%, 20% e 30% de NaCl, que foram diluídos em 100 ml de água.

Para verificar os diferentes comportamentos dos sensores, foram utilizadas duas distâncias e dois graus de posição para os sensores. Inicialmente os testes foram realizados com uma distância de 10 cm e um ângulo de 90 graus, e na sequência os mesmos testes foram realizados para uma distância de 20 cm e ângulo entre os sensores de 45 graus. No laboratório onde os testes ocorreram, a temperatura foi de 24 ° C, pressão de 1009 hPa e umidade de 80%. Os efeitos da umidade para esta configuração de teste são dispensáveis, pois a distância entre os sensores é consideravelmente pequena, porém, sabe-se que a alta incidência de umidade como efeito natural (chuva) provoca maior perda de potência no sinal quando se propaga em um ambiente carregado, pois aumenta seu coeficiente de absorção.

O analisador estimula a antena na transmissão com frequências de 1.8 GHz a 4.5GHz gerando uma onda eletromagnética que é absorvida pela recepção da antena, a qualidade da transmissão é testada em diferentes níveis de impureza. Esta onda eletromagnética é transmitida para a antena através de um cabo coaxial, criando linhas de campo e com permissividade dielétrica de:  $\epsilon = 4,4$ . Então aqui o parâmetro  $S_{21}$  de acordo com a Lei de Snell. Assim, a incidência da onda eletromagnética nas duas antenas é identificada, então pode-se observar uma mudança de comportamento na atenuação (decibel) diferenciando cada concentração utilizada.

Podemos verificar nas tabelas 5.3, 5.4, 5.5 e 5.6 que quando mudamos a frequência e aumentamos a concentração de impurezas acontecem uma mudança linear no comportamento da transmissão. Com essa linearidade, podemos projetar um sensor para prever antecipadamente a mudança no grau de pureza das substâncias. Mesmo com a variação de frequência, o comportamento linear foi consistente.

Tabela. 5.3: Transmissão medida de acordo com a frequência em diferentes concentrações de NaCl - ângulo de 90 ° e distância de 10 cm

| <b>Substâncias</b> | <b>S<sub>21</sub> para 1.8 GHz</b> | <b>S<sub>21</sub> para 2.4 GHz</b> | <b>S<sub>21</sub> para 3.4 GHz</b> | <b>S<sub>21</sub> para 4.1 GHz</b> |
|--------------------|------------------------------------|------------------------------------|------------------------------------|------------------------------------|
| Câmara anecoica    | -22,002 dB                         | -27,987 dB                         | -30,9322 dB                        | -43,223 dB                         |
| NaCl 1%            | -22,883 dB                         | -28,398 dB                         | -31,288 dB                         | -43,974 dB                         |
| NaCl 3%            | -23,871 dB                         | -29,533 dB                         | -31,399 dB                         | -44,682 dB                         |
| NaCl 10%           | -27,311 dB                         | -31,174 dB                         | -31,789 dB                         | -45,910 dB                         |
| NaCl 20%           | -27,790 dB                         | -32,667 dB                         | -32,89 dB                          | -46,871 dB                         |
| NaCl 30%           | -27,893 dB                         | -33,765 dB                         | -33,541 dB                         | -47,033 dB                         |

Tabela. 5.4: Transmissão medida de acordo com a frequência em diferentes concentrações de C<sub>2</sub>H<sub>4</sub>O<sub>2</sub> – ângulo de 90 ° e distância de 10 cm

| <b>Substâncias</b>                               | <b>S<sub>21</sub> para 1.8 GHz</b> | <b>S<sub>21</sub> para 2.4 GHz</b> | <b>S<sub>21</sub> para 3.4 GHz</b> | <b>S<sub>21</sub> para 4.1 GHz</b> |
|--------------------------------------------------|------------------------------------|------------------------------------|------------------------------------|------------------------------------|
| Câmara anecoica                                  | -22,002 dB                         | -27,987 dB                         | -30,9322 dB                        | -43,223 dB                         |
| C <sub>2</sub> H <sub>4</sub> O <sub>2</sub> 1%  | -22,992 dB                         | -28,506 dB                         | -30,994 dB                         | -43,547 dB                         |
| C <sub>2</sub> H <sub>4</sub> O <sub>2</sub> 3%  | -23,956 dB                         | -28,543 dB                         | -31,265 dB                         | -44,236 dB                         |
| C <sub>2</sub> H <sub>4</sub> O <sub>2</sub> 10% | -24,760 dB                         | -29,541 dB                         | -31,909 dB                         | -44,917 dB                         |
| C <sub>2</sub> H <sub>4</sub> O <sub>2</sub> 20% | -25,652 dB                         | -30,454 dB                         | -32,921 dB                         | -45,707 dB                         |
| C <sub>2</sub> H <sub>4</sub> O <sub>2</sub> 30% | -26,994 dB                         | -31,867 dB                         | -33,764 dB                         | -46,986 dB                         |

Tabela. 5.5: Transmissão medida de acordo com a frequência em diferentes concentrações de NaCl – Ângulo de 45° e distância de 20 cm

| <b>Substâncias</b> | <b>S<sub>21</sub> para 1.8 GHz</b> | <b>S<sub>21</sub> para 2.4 GHz</b> | <b>S<sub>21</sub> para 3.4 GHz</b> | <b>S<sub>21</sub> para 4.1 GHz</b> |
|--------------------|------------------------------------|------------------------------------|------------------------------------|------------------------------------|
| Câmara anecoica    | -24,566 dB                         | -28,782 dB                         | -31,721 dB                         | -45,122 dB                         |
| NaCl 1%            | -25,145 dB                         | -29,294 dB                         | -32,691 dB                         | -45,909 dB                         |
| NaCl 3%            | -24,995 dB                         | -29,822 dB                         | -32,904 dB                         | -46,012 dB                         |
| NaCl 10%           | -25,298 dB                         | -30,567 dB                         | -33,998 dB                         | -46,910 dB                         |
| NaCl 20%           | -26,590 dB                         | -31,999 dB                         | -34,556 dB                         | -46,996 dB                         |
| NaCl 30%           | -25,884 dB                         | -33,002 dB                         | -35,886 dB                         | -47,445 dB                         |



Tabela. 5.6: Transmissão medida de acordo com a frequência em diferentes concentrações de  $C_2H_4O_2$  – Ângulo de  $45^\circ$  e distância de 20 cm

| Substâncias     | $S_{21}$ para 1.8 GHz | $S_{21}$ para 2.4 GHz | $S_{21}$ para 3.4 GHz | $S_{21}$ para 4.1 GHz |
|-----------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|
| Câmara anecoica | -22,002 dB            | -30,002 dB            | -34,226 dB            | -45,105 dB            |
| $C_2H_4O_2$ 1%  | -24,013 dB            | -30,906 dB            | -35,774 dB            | -46,012 dB            |
| $C_2H_4O_2$ 3%  | -24,746 dB            | -30,776 dB            | -36,014 dB            | -47,565 dB            |
| $C_2H_4O_2$ 10% | -25,610 dB            | -31,565 dB            | -36,619 dB            | -47,134 dB            |
| $C_2H_4O_2$ 20% | -26,001 dB            | -32,103 dB            | -37,245 dB            | -48,166 dB            |
| $C_2H_4O_2$ 30% | -27,484 dB            | -32,198 dB            | -37,846 dB            | -48,446 dB            |

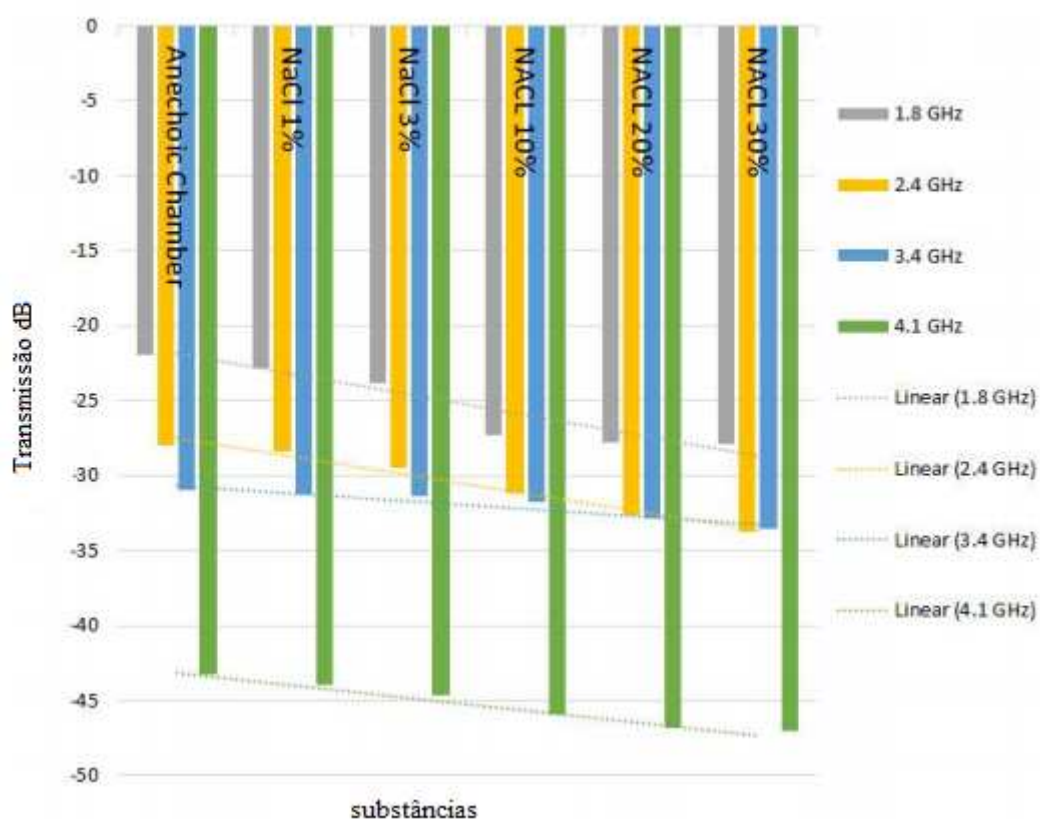


Figura 5.15. Gráficos mostrando comportamentos lineares em relação à frequência e tipo de material no teste com NaCl - ângulo  $90^\circ$  e distância 10 cm

O arranjo mostrou-se bastante eficiente para os objetivos da pesquisa, pois garantiu bom isolamento do sistema com possibilidade de configuração para adequar-se exatamente ao experimento pretendido, graças ao suporte especialmente desenvolvido para o experimento e a câmara anecoica.

O posicionamento das substâncias entre o receptor e o transmissor permitiu avaliar a permissividade e, assim, obter um padrão para controlar a variação das características intrínsecas dessas substâncias. Usando uma faixa de frequência de 1.8 GHz a 4,5 GHz, a

radiação gerada a partir do sensor foi direcionada para uma solução aquosa e os resultados foram gerados em termos da qualidade de transmissão entre os sensores. Dependendo da frequência escolhida em observação, há uma linha de sensibilidade diferente que muda de acordo com o grau de concentração da substância e/ou grau de. Os testes foram realizados com os sensores posicionados em dois ângulos diferentes, inicialmente a 90 graus e depois a 45 graus, usando uma distância entre os sensores de 10 cm para o ângulo de 90 graus e de 20 cm para o ângulo de 45 graus.

Os resultados da Tabela 5.3, 5.4, 5.5 e 5.6 indicam que é possível utilizar sensores de ondas eletromagnéticas para monitorar a concentração ou impurezas de amostras previamente analisadas, permitindo a criação de sensores de controle de qualidade com baixo custo de implementação e alta eficiência.

Podemos observar ainda nas figuras 5.15, 5.16 e 5.17 que mesmo a frequência analisada, os sensores responderam de forma semelhante, indicando a possibilidade de utilizar frequências diferentes para verificar a pureza da substância em análise, então a seleção de frequências que não são usados por outros equipamentos é totalmente possível para evitar interferência entre eles.

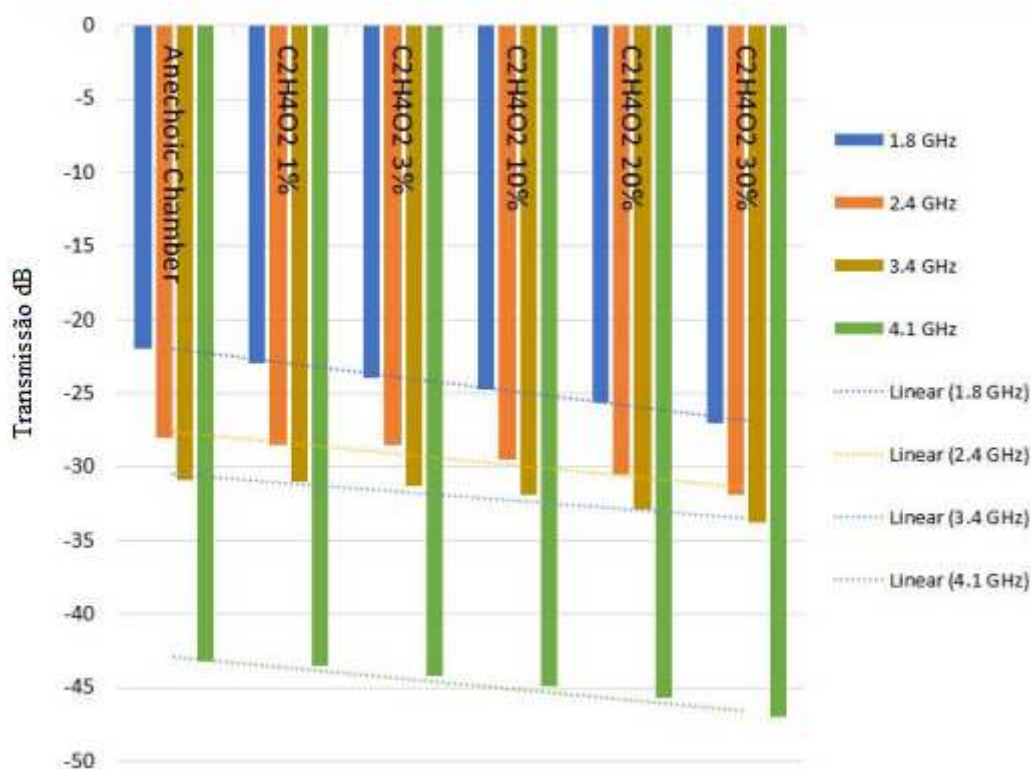


Figura. 5.16: Gráficos mostrando comportamentos lineares em relação à frequência e tipo de material no teste com C<sub>2</sub>H<sub>4</sub>O<sub>2</sub> - ângulo 90 ° e distância 10 cm.



Devido ao caráter comportamental da atenuação, deve ser possível equacionar e relacionar o grau de impureza com a perda da qualidade da transmissão, levando a muitos outros usos possíveis deste sensor, se for de interesse do implementador e de seus objetivos.

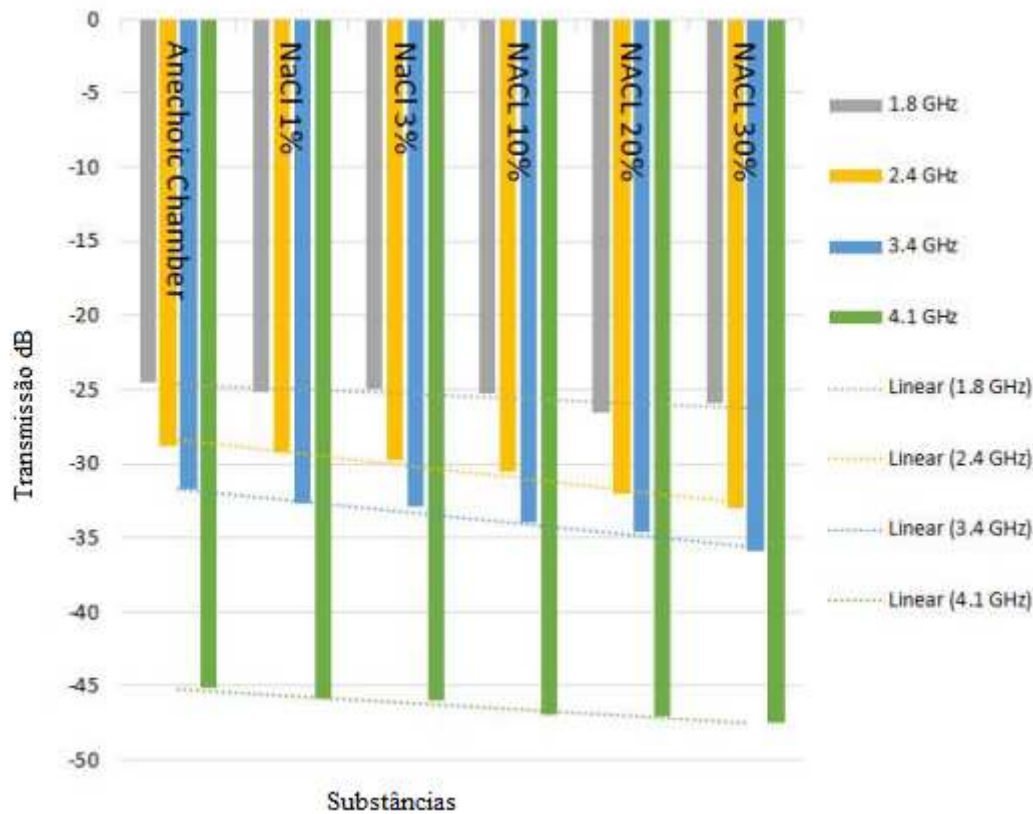


Figura. 5.17: Gráficos mostrando comportamentos lineares em relação à frequência e tipo de material no teste com NaCl - ângulo de 45 ° e distância de 20 cm.

A sensibilidade continua com curva equivalente à mostrada nas figuras 5.15 e 5.16, somente a transmissão é afetada devido à distância, pois, como esperado, a potência decai com o quadrado da distância.

Usando diferentes ângulos para os sensores, é notório que há uma diferença na recepção porque a irradiação da antena não é homogênea em todas as direções, usando em ângulos diferentes do ganho máximo da antena, haverá consequências negativas na transmissão, na figura 5.17. Entretanto, as curvas de sensibilidade continuam sendo congruentes. Os sensores devem ser usados no ângulo máximo de irradiação para melhor uso. Com o desalinhamento entre os sensores, houve perdas significativas na transmissão, porém, é esperado devido ao aumento da distância entre as antenas, causando efeito semelhante quando há um aumento na distância entre os sensores alinhados.

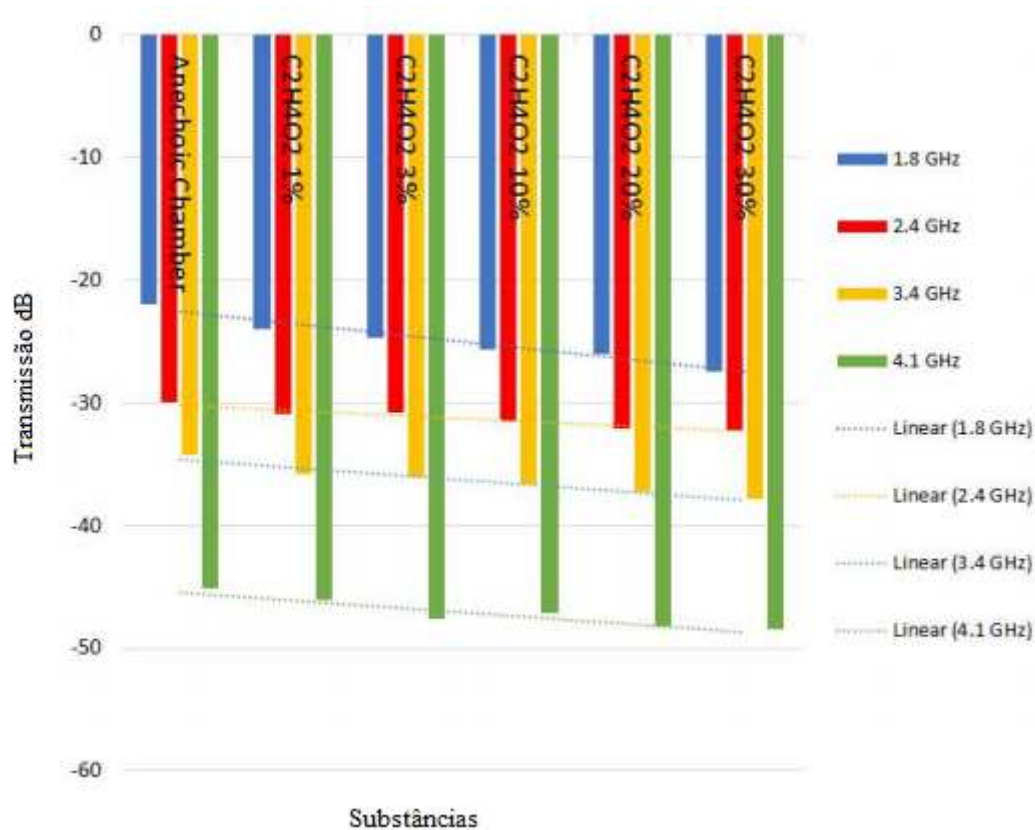


Figura. 5.18: Gráficos mostrando comportamentos lineares em relação à frequência e tipo de material no ensaio com  $C_2H_4O_2$  - ângulo  $45^\circ$  e distância 20 cm.

A figura 5.17 é uma comparação da substância NaCl com os gráficos, com o propósito de ilustrar o comportamento da evolução da concentração na transmissão, de acordo com a variação de frequência.

A Tabela 2.1 mostra uma evolução dos artigos relacionados a sensores, metamaterial e medição de substâncias em líquido. Uma história com alguns artigos que têm similaridade com o objetivo deste estudo foi feita para permitir uma comparação evolutiva.

A com comparação com o método do espaço livre com caracterizações do material frequentemente baseado nas medições dos parâmetros de espalhamento pelo uso de configuração de linhas de transmissão, como guias de onda ou configuração com o método de espaço livre [49-50] Esta abordagem pode ser usada de duas maneiras diferentes, com consideração a respectiva aplicação. A maneira preferível é realizar uma medição completa de duas portas para obter mais informações da amostra da substância. No que diz respeito a várias medições de transmissão de aplicações são difíceis de perceber. Neste caso, medições de reflexão são adequados para a caracterização das substâncias.

O coeficiente de reflexão medido permite que o determinação da permissividade e da permeabilidade caracterize o material na sua forma singular. As frequências escolhidas estão limitadas a frequência do analisador de rede e os parâmetros de  $S_{11}$ ,  $S_{21}$  e  $S_{22}$  foram obtidos de acordo com a frequência de 4.3 a 4.5 GHz. Portanto, três reflexões medidas são realizadas com diferentes frequências, este procedimento requer um dispositivo recíproco teste.

Os três coeficientes de reflexão medidos rende os parâmetros de espalhamento do objeto medido. Inicialmente o teste se através das duas antenas de corneta colocadas no suporte e direcionadas em uma distância de 20 a 25 cm, para obter êxito no experimento um bloqueador (chapa) de material condutor e introduzido entre as antenas e assim são introduzidos inicialmente os comprimidos através de um suporte de MDF que o mesmo se localiza entre as antenas 60 capsulas são utilizadas na seguinte prerrogativa.

Capsulas com as substancias de 400 mg de zinco, capsulas vasilhas, embalagem sem as capsulas, cápsulas utilizando 400 mg de material condutor grafite, e capsulas no papel sem material condutor. Na mesma maneira para a substancia liquida utilizada, o medicamento epocler contendo 10 ml de betaína e metionina, contendo o frasco cheio, o frasco em vazio, contendo frasco com 10 mg de material condutor grafite. Assim, o método combina as vantagens de dois e medições de uma porta na transmissão e na recepção. Aqui apenas as propriedades de reflexão da amostra são determinados, o que é muito útil em particular para aplicações industriais.

O método do espaço livre fornece todos os quatro parâmetros de dispersão, se o material o teste é recíproco. Este requisito é cumprido por um certo número de materiais de interesse, como substancias liquidas e sólidas. Por isso o método de transmissão desenvolvido oferece um poderoso método para a caracterização de materiais dielétricos baseados nos parâmetros de espalhamento. Materiais dielétricos são medidas em guias de ondas retangulares e em um espaço livre configuração.

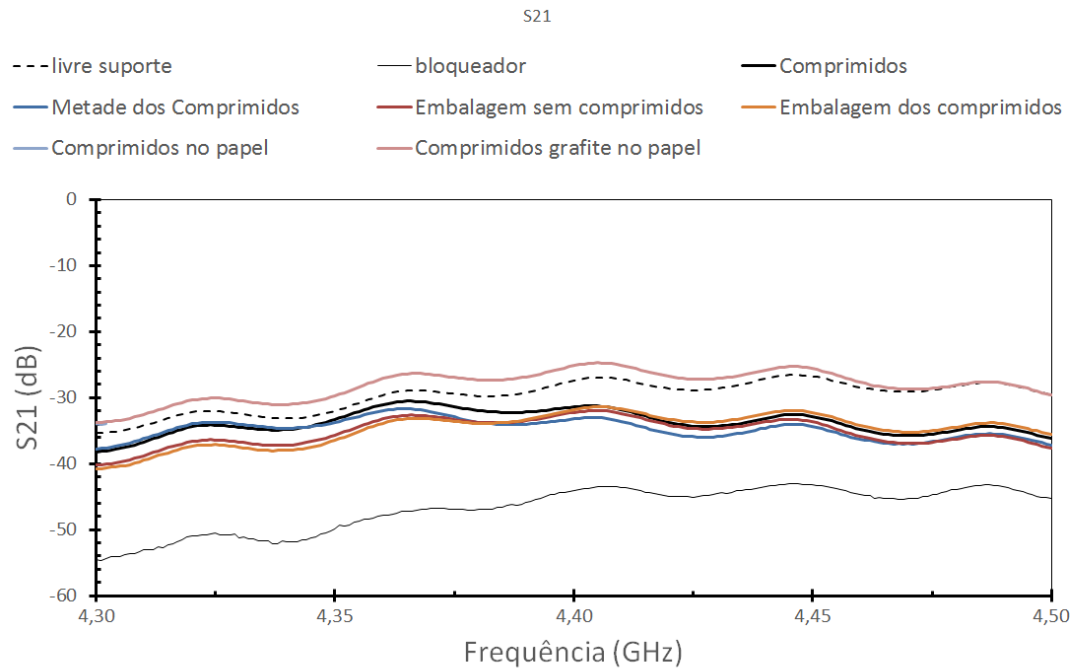


Figura. 5.19: Mostra o gráfico de  $S_{21}$  em relação a frequência para análise de comprimidos com o método do espaço livre

Para a verificação do método DT descrito, várias medições são realizadas usando um VNA de quatro canais com frequências variando de 4.3 a 4.5 GHz, no que diz respeito às medições de reflexão, o VNA é calibrado por uma calibração de períodos. Neste caso, os três coeficientes de reflexão diferentes são percebidos.

Aqui, três cargas diferentes são realizadas por um curto-circuito de deslizamento em um guia de onda.

As magnitudes dos parâmetros de espalhamento  $S_{11}$ ,  $S_{21}$  e  $S_{22}$  da amostra obtida com o método com uma medição total de duas portas são mostradas nas figuras 5.20, 5.21, 5.22 e 5.23 utilizando as substâncias sólidas cápsulas de comprimidos, para magnitudes dos parâmetros de espalhamento  $S_{11}$ ,  $S_{21}$  e  $S_{22}$  da amostra obtida com o método com uma medição total de duas portas são mostradas nas Figuras 5.20 e 5.21 [44-50].

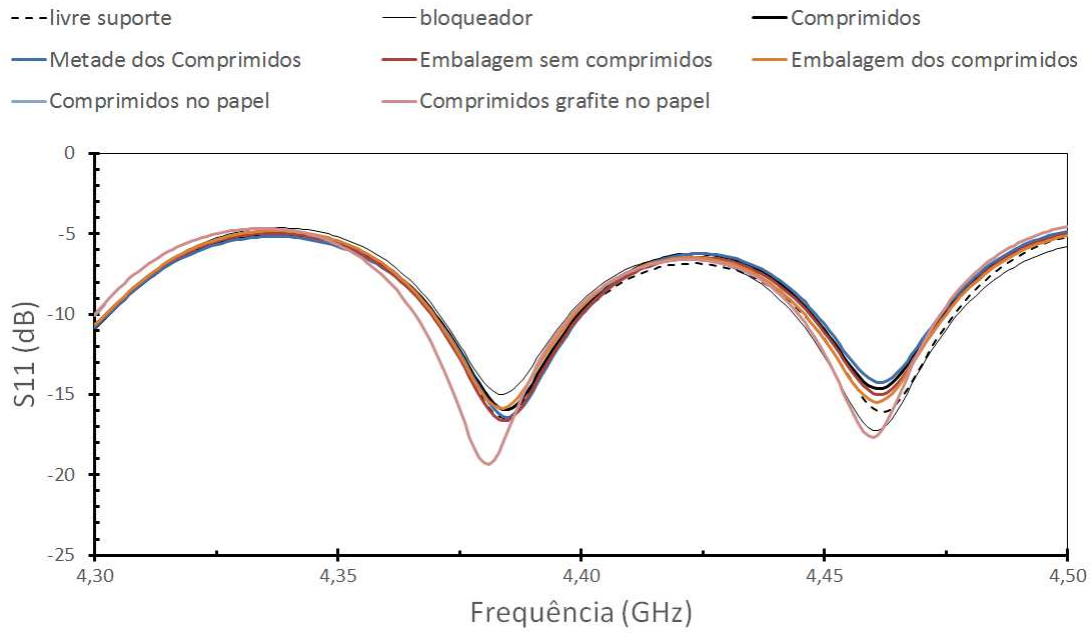


Figura. 5.20: mostra o gráfico de  $S_{11}$  em relação a frequência para análise de comprimidos com o método do espaço livre

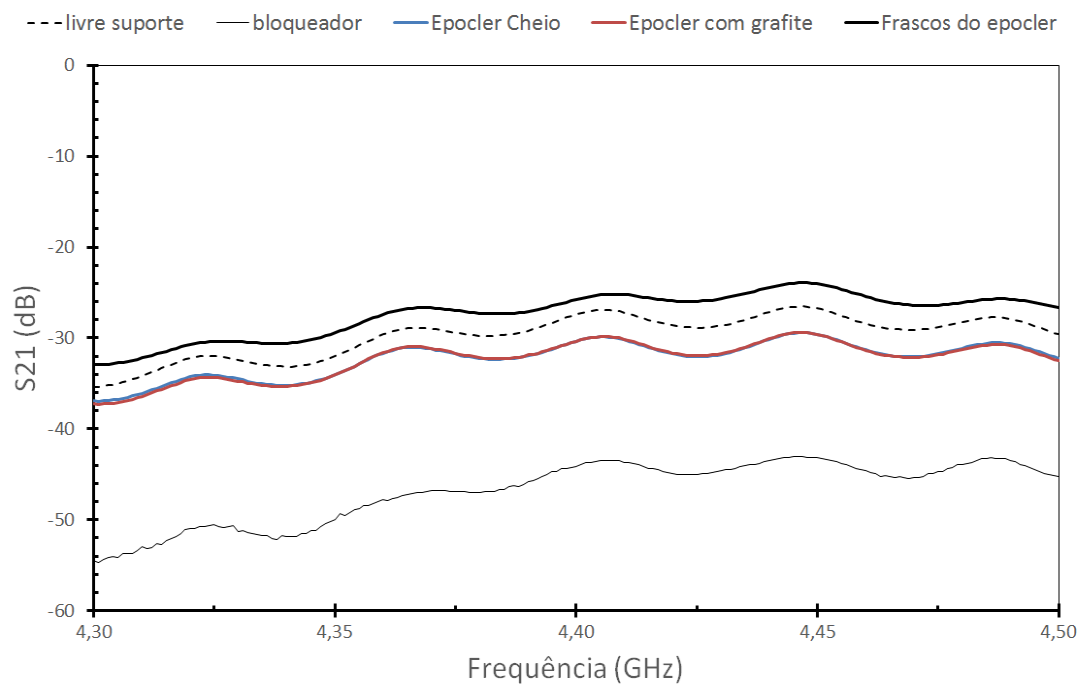


Figura. 5.21: mostra o gráfico de  $S_{21}$  em relação a frequência para análise de substâncias líquidas com o método do espaço livre

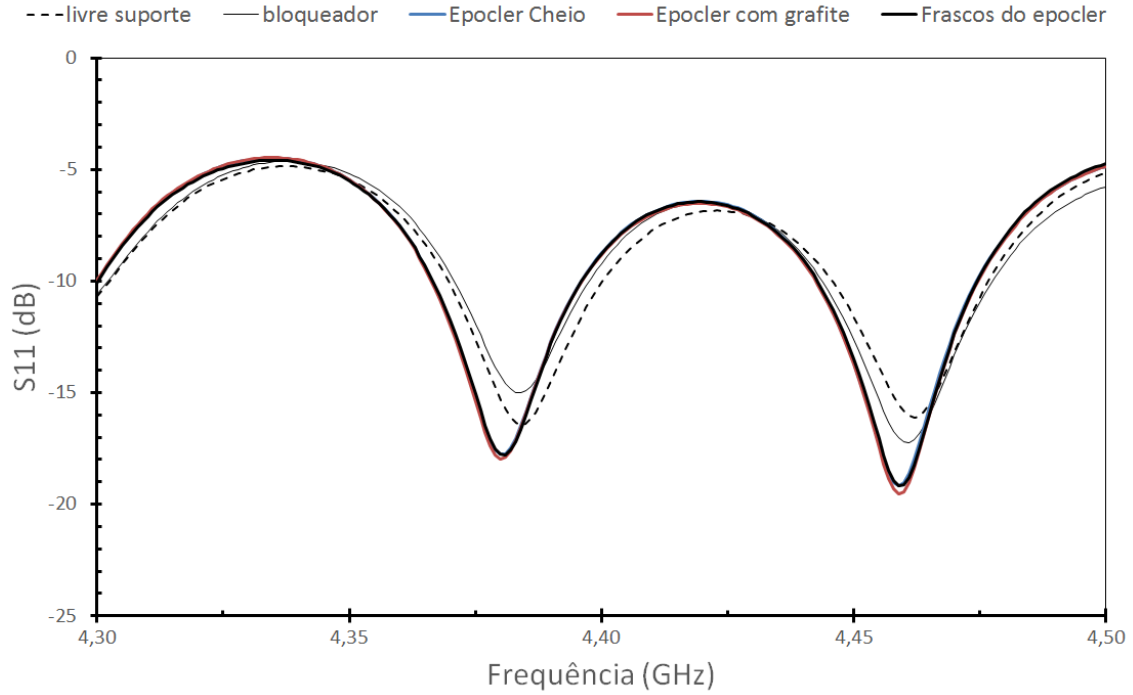


Figura.5.22: Mostra o gráfico de  $S_{11}$  em relação a frequência para análise de substâncias líquidas com o método do espaço livre

Os parâmetros eletromagnéticos podem ser deduzidos a partir dos parâmetros de espalhamento. As dimensões das amostras são definidas, então os parâmetros  $S$  podem ser aproximadamente determinados. As Equações 5.18, 5.19 e 5.20 relacionam os parâmetros  $S_{11}$  e  $S_{21}$  aos coeficientes de reflexão e de transmissão  $\Gamma$  e  $T$ , respectivamente.  $K$  corresponde a uma variável auxiliar, dada pela Equação 1.

$$K = \frac{S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1}{2S_{11}} \quad (5.18)$$

Após a determinação de  $K$ , pode-se determinar  $\Gamma$  através da Equação 5.19. A escolha de  $\Gamma$  deve obedecer  $|\Gamma| < 1$  CITE 2.

$$\Gamma = K \pm \sqrt{K^2 - 1} \quad (5.19)$$

O coeficiente de transmissão  $T$  é obtido através da equação 5.20.

$$T = \frac{S_{11} + S_{21} - \Gamma}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma} \quad (5.20)$$

Utiliza-se as variáveis auxiliares  $x$  e  $y$ , cujo valores são obtidos com as Equações 5.21 e 5.22. A constante  $c$  corresponde a velocidade da luz no vácuo, enquanto  $\omega$  corresponde a velocidade angular, e  $d$  é a espessura da amostra.

$$x = \frac{\mu_r}{\epsilon_r} = \left( \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \right)^2 \quad (5.21)$$

$$y = \mu_r \cdot \epsilon_r = \left[ \frac{c}{\omega d} \ln \left( \frac{1}{T} \right) \right]^2 \quad (5.22)$$

Finalmente, a permissividade relativa pode ser determinada através da Equações 5.23.

$$\epsilon_r = \sqrt{\frac{y}{x}} \quad (5.23)$$

Resolvendo a Equação 5.21 para a banda de 4,30-4,50 GHz, obtém-se a permissividade relativa aproximada de comprimidos e epocler, respectivamente, nas figuras 5.23 e 5.22.

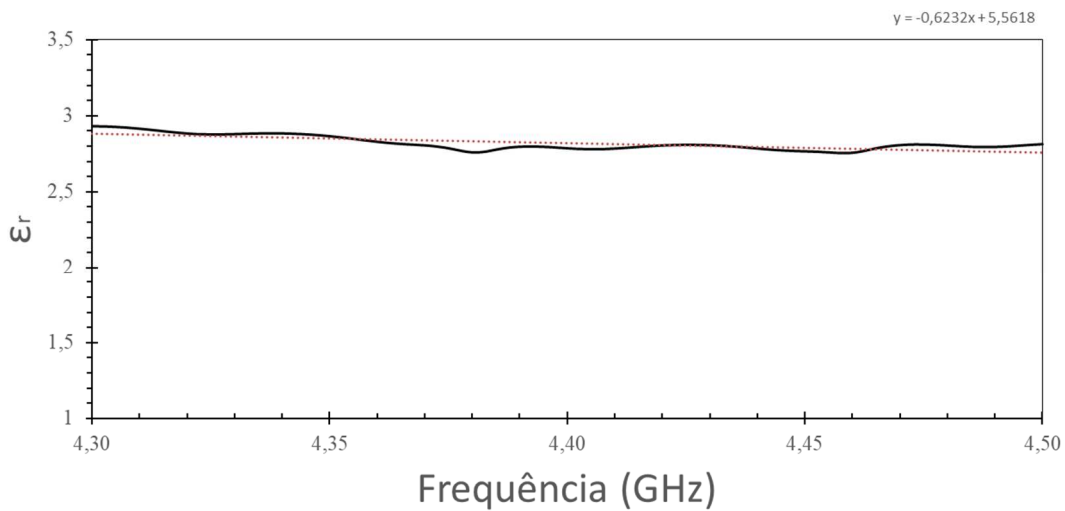


Figura. 5.23: Valor de  $\epsilon_r$  de uma amostra de comprimidos

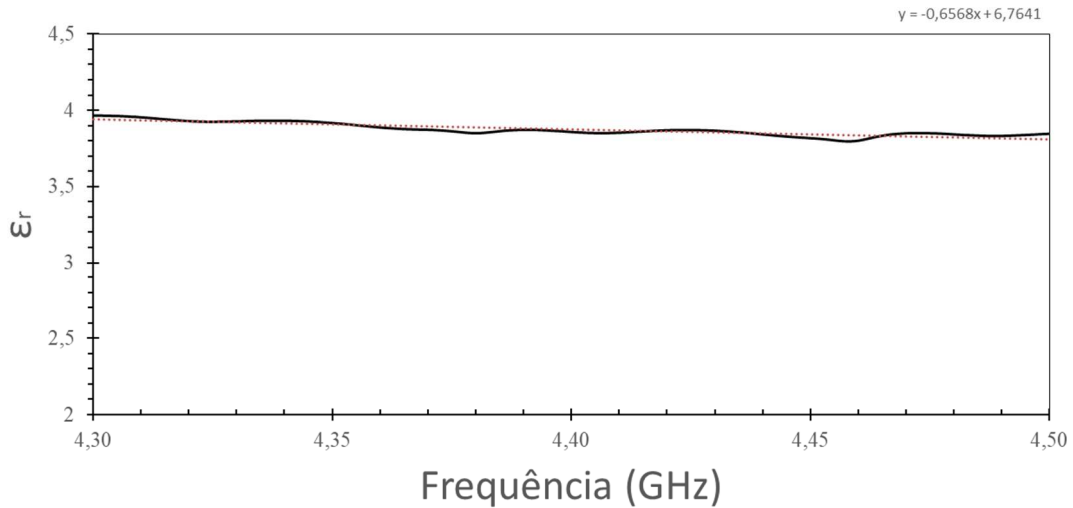


Figura. 5.24: Valor de  $\epsilon_r$  de amostras de epocler

Os valores de  $\epsilon_r$  das amostras não são constantes com a frequência, pois apresentam a tendência de uma reta inclinada.

O capítulo foi estabelecido nos itens de montagem do protótipo da antena de microfita com substrato metamaterial, utilizando para isso uma técnica para se obter uma antenas de banda larga, uma implementação de *setup* de medição para caracterização das substâncias líquidas e sólidas e finalizando com análise e discussão dos parâmetros de espalhamento através de gráficos, figuras e expressões matemáticas.

O próximo capítulo, será constituído uma conclusão com os comentários referentes as variações das características das substâncias, assim como uma síntese analítica do comportamento da frequência e análise das variações de permissividade elétrica e permeabilidade magnética das substâncias utilizadas no experimento (*setup* de medição).



---

## Capítulo 6 - Conclusão

---

Esta tese de doutoramento resume-se em contribuições feitas à técnica de determinação de características dielétricas de materiais sólidos e líquidos usando antenas do tipo cornetas e também de antenas de microfitas num ambiente de espaço livre. Inicialmente, o estudo é realizado para as antenas de corneta e também para antenas de microfitas com metamaterial, especialmente para as características de radiação. A antena de microfitas proposta pode alcançar largura de banda UWB com boas características de radiação e as antenas de cornetas devidamente alinhadas, em vez de incluir o uso de lentes (correção da lente). Após a devida calibração das antenas cornetas, consegue-se medir os parâmetros de espalhamento S nas amostras (sólida ou líquida) em função das distâncias da fonte às antenas de cornetas. É importante destacar que se usa como sinal de teste as ondas não moduladas CW.

Na segunda parte da tese, o trabalho de pesquisa está focado na caracterização das propriedades elétricas e físicas dos materiais, como constante dielétrica, tangente de perda e condutividade para uma faixa de frequência específica. A técnica de medição dos parâmetros de espalhamento no espaço livre é usada para aquisição de dados utilizando um Analisador Vetorial de Redes (VNA). As medições dielétricas foram realizadas em laboratório da UFRN para validar os resultados em múltiplos ambientes e bancos de testes. A análise do domínio da frequência é feita na faixa de 4,5-4,7 GHz. Conseguimos com sucesso relativamente simples as propriedades dielétricas.

As principais contribuições feitas neste trabalho de pesquisa são destacadas nos seguintes pontos:

- (i) Antena de Microfita Metamaterial: Desenvolvido de antena metamaterial para sistemas de medição de propriedades dielétricas de materiais, onde essas novas antenas microstrip conseguem características UWB.
- (ii) Antenas de corneta: Devidamente calibradas em forma alinhada com distâncias variadas entre as amostras e as antenas sensoras, além de apresentar perfis especialmente ajustados para melhorar o desempenho de focalização.

- (iii) (iii) Medições dielétricas: O sistema de medição dielétrica baseado em reflexão foi implementado como discutido no capítulo 8. As simulações foram realizadas usando MATLAB 2016b e HFFS, para as configurações descritas anteriormente.

Os parâmetros de espalhamento são extraídos para múltiplas distâncias entre as antenas e as amostras, diferentes materiais, espessuras e áreas das amostras. Os parâmetros de espalhamento ( $S_{11}$  e  $S_{21}$ ) são obtidos na banda (4,5-4,7 GHz) usando métodos de transmissão e reflexão para estimação de propriedades dielétricas no domínio da frequência. Posteriormente, os parâmetros de espalhamento ( $S_{11}$ ) para as bandas de microondas também foi obtida apenas pelo método de reflexão. Pode-se concluir que a técnica aqui desenvolvida pode ser aplicada à determinação das características dielétricas e consequentemente o controle de qualidade de materiais sólidos e líquidos nos sistemas industriais.

O estado da arte nos mostra que ainda há muito trabalho a ser feito em técnicas de medições dielétricas e caracterização de materiais. Por exemplo, a inversão no domínio do tempo fornece mais escopo de melhoria na precisão da estimativa de parâmetros em comparação com a análise do domínio da frequência. Existem muitas ideias inovadoras que podem ser sugeridas para trabalhos futuros, a fim de resolver vários problemas que ainda precisam ser abordados com melhores resultados, como:

- (i) (i) Projetos de antenas de microfita e antenas de corneta com mais características de radiação diretiva e feixe focalizado no ponto, para obter melhores resultados de espalhamento para pequenas áreas das amostras (< 5cm x 5cm).
- (ii) (ii) A extração de parâmetros de espalhamento (S) das amostras usando um sistema de posicionamento mais precisa, tal que possamos reduzir o desafio do erro de posicionamento nas medições.
- (iii) (iii) A expansão da medição dielétrica para outros tipos e formas de materiais, além de materiais flexíveis, gases, etc.
- (iv) (iv) A escolha adequada de métodos para a estimativa de menores espessuras de material e maiores constantes dielétricas.
- (v) (v) A extensão da análise em materiais multicamada com mais camadas empilhadas sem intervalos de ar.

Desta forma, pode-se concluir que a verificação da variação de uma determinada substância em um recipiente fechado pode ser obtida por um processo físico, como a

incidência de uma onda eletromagnética sobre a matéria em estudo, substituindo os métodos químicos usuais na indústria. apresentou uma precisão muito boa na análise da impureza desses materiais. Os resultados foram consistentes ao longo das frequências analisadas, permitindo a escolha de frequências que não interferem no funcionamento de quaisquer outros dispositivos. A pesquisa atingiu seu objetivo inicial e também abriu uma série de novas possibilidades de sensores eficientes e de baixo custo, controlando as impurezas.

## 6.1 Publicações

Artigo publicado em periódico internacional: **SENSOR** - May 2018

**Sensors 2018, 18(5)**, 1513; <https://doi.org/10.3390/s18051513>

*“Microwave Metamaterial-Based Sensor for Dielectric Characterization of Liquids”*

Publicação em congresso internacional: **ICEAA - IEEE APWC**

September 10-14, 2018, Cartagena de Índias, Colômbia.

[www.iceaa.net](http://www.iceaa.net)

*“Dielectric characterization of solid substances using metamaterial-based sensor antennas”*

# Referências Bibliográficas

1. O'Hara, J.F.; Singh, R.; Brener, I.; Smirnova, E.; Han, J.; Taylor, A.J.; Zhang, W. Thin film sensing with planar terahertz metamaterials: Sensitivity and limitations. *Opt. Express* **2008**, *16*, 1786–1795.
2. Withayachumnankul, W.; Lin, H.; Serita, K.; Shah, C.M.; Sriram, S.; Bhaskaran, M.; Tonouchi, M.; Fumeaux, C.; Abbott, D. Sub diffraction thin film sensing with planar terahertz metamaterials. *Opt. Express* **2012**, *20*, 3345–3352.
3. Zarifi, M.H.; Daneshmand, M. Wide dynamic range microwave planar coupled ring resonator for sensing applications. *Appl. Phys. Lett.* **2016**, *108*, 232906.
4. Albishi, A.M.; Ramahi, O.M. Highly Sensitive Microwaves Sensors for Fluid Concentration Measurements. *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.* **2018**, *4*, 287–289.
5. Zarifi, M.H.; Daneshmand, M. High-resolution RFID liquid sensing using a chipless tag. *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.* **2017**, *27*, 311–313.
6. Ebrahimi, A.; Withayachumnankul, W.; Al-Sarawi, S.F.; Abbott, D. Microwave microfluidic sensor based on microstrip-line-coupled complementary resonator. In *Microwave Symposium (AMS), 2016 IEEE 2nd Australian*; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2016; pp. 21–22.
7. Zarifi, M.H.; Daneshmand, M. Monitoring Solid Particle Deposition in Lossy Medium Using Planar Resonator Sensor. *IEEE Sens. J.* **2017**, *17*, 7981–7989.
8. Zarifi, M.H.; Sadabadi, H.; Hejazi, S.H.; Daneshmand, M.; Sanati-Nezhad, A. Noncontact and Nonintrusive Microwave-Microfluidic Flow Sensor for Energy and Biomedical Engineering. *Sci. Rep.* **2018**, *8*, 139.
9. Abdolrazzaghi, M.; Zarifi, M.H.; Daneshmand, M. Wireless communication in feedback-assisted active sensors. *IEEE Sens. J.* **2016**, *16*, 8151–8157.
10. Balanis, C.A. *Analysis and Design*, 3rd ed.; John Wiley & Sons: Hoboken, NY, USA, 2005.
11. Pozar, D.M. Microstrip Antennas. *Proc. IEEE* **1992**, *80*, 79–91.
12. Veselago, V.G. The electrodynamics of substance with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$ . *Sov. Phys. Usp.* **1968**, *10*, 509–514.
13. Pendry, J.B.; Holden, A.J.; Robbins, D.J.; Stewart, W.J. Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **1999**, *47*, 2075–2084.
14. Bai, Q.; Liu, C.; Chen, J.; Cheng, C.; Kang, M. Tunable slow light in semiconductor metamaterial in a broad terahertz regime. *J. Appl. Phys.* **2010**, *107*, 1–8.
15. Ishimaru, A.; Jaruwatanadilok, S.; Kuga, Y. Generalized surface plasmon resonance sensors using metamaterials and negative index materials. *Prog. Electromagn. Res.* **2005**, *51*, 139–152.
16. He, S.; Jin, Y.; Ruan, Z.C.; Kuang, J.G. On subwavelength and open resonators involving metamaterials of negative refraction index. *New J. Phys.* **2005**, *7*, 210, doi:10.1088/1367-2630/7/1/210.

17. Cong, L.; Tan, S.; Yahiaoui, R.; Yan, F.; Zhang, W.; Singh, R. Experimental demonstration of ultrasensitive sensing with terahertz metamaterial absorbers: A comparison with the metasurfaces. *Appl. Phys. Lett.* **2015**, *106*, 031107.
18. Yahiaoui, R.; Strikwerda, A.C.; Jepsen, P.U. Terahertz Plasmonic Structure with Enhanced Sensing Capabilities. *IEEE Sens. J.* **2016**, *16*, 2484–2488.
19. Yahiaoui, R.; Tan, S.; Cong, L.; Singh, R.; Yan, F.; Zhang, W. Multispectral terahertz sensing with highly flexible ultrathin metamaterial absorber. *J. Appl. Phys.* **2015**, *118*, 083103.
20. Alù, A.; Engheta, N. Dielectric sensing in  $\epsilon$ -near-zero narrow waveguide channels. *Phys. Rev. B* **2008**, *78*, 045102.
21. Caloz, C.; Itoh, T. Electromagnetic metamaterial: Transmission line theory and microwave application. Wiley IEEE Press: Hoboken, NJ, USA, 2005.
22. Kaschke, J.; Blume, L.; Wu, L.; Thiel, M.; Bade, K.; Yang, Z.; Wegener, M. A helical metamaterial for broadband circular polarization conversion. *Adv. Opt. Mater.* **2015**, *3*, 1411–1417.
23. Barreto, E.L.; de Mendonca, L.M. A Novel Planar Fractal Antenna with CPW-Feed and Partial Ground Plane Removal for C-Band and S-Band Applications. In Proceedings of the 2016 IEEE AP-S Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting, Puerto Rico, 25 June 2016–2 July 2016.
24. N Meyne, C Cammin, AF Jacob. Accuracy enhancement of a split-ring resonator liquid sensor using dielectric resonator coupling. 2014 20th Int. Conf. Microwaves, Radar Wirel. Commun. MIKON. 2014;
25. A Ebrahimi, W Withayachumnankul, S Al-Sarawi, D Aboott. High-Sensitivity Metamaterial-Inspired Sensor for. *IEEE Sens. J.* 2014; 14(5): 1345-1351.
26. B Jackson, T Jayanthi. Measurement of Complex Permittivity using Planar Resonator sensor. *IOSR J. Electron. Commun. Eng. Ver. I.* 2014; 9(1): 2278-8735.
27. S Kulkarni, MS Joshi. esign and Analysis of Shielded Vertically Stacked Ring Resonator as Complex Permittivity Sensor for Petroleum Oils. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 2015; 63(8): 2411-2417.
28. VV Deshmukh, RB Ghongade. Measurement of Dielectric Properties of Aqueous Glucose Using Planar Ring Resonator. 2016: 1-5.
29. AA Mohd Bahar, Z Zakaria. Dielectric Analysis of Liquid Solvents Using Microwave Resonator Sensor for High Efficiency Measurement. *Microw. Opt. Technol. Lett.* 2017; 54(12): 2781-2784.
30. Rahman, N.A.; Zakaria, Z.; Rahim, R.A.; Dasril, Y.; Bahar, A.A.M.; Azuan, A. Planar Microwave Sensors for Accurate Measurement of Material Characterization: A Review. *TELKOMNIKA* **2017**, *15*, 1693–6930.
31. Yahiaoui, R.; Tan, S.; Cong, L.; Singh, R.; Yan, F.; Zhang, W. Multispectral terahertz sensing with highly flexible ultrathin metamaterial absorber. *J. Appl. Phys.* **2015**, *118*, 083103.
32. M. Zimmermanns, B. Will, and I. Rolfes, Member, IEEE: Reflection measurement methods for characterization of dielectric properties; Institute of Microwave Systems, Ruhr-University Bochum, Bochum, 44801, 2011
33. Salim, A.; Lim, S. Complementary Split-Ring Resonator-Loaded Microfluidic Ethanol Chemical Sensor. *Sensors* **2016**, *16*, 156–756.

34. Campos, A.L.P.; d'Assuncao, A.G.; De Mendonca, L.M. Scattering by FSS on anisotropic substrate for TE and TM excitation. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **2002**, *50*, 72–76.
35. Li, X.S.; Xu, K.D.; Liu, Z.M.; Zhou, D.Y.; Du, F. Metamaterial Extends Patch. *Microw. RF* **2015**, 5864.
36. Li, L.W.; Li, Y.N.; Yeo, T.S. A broadband and high-gain metamaterial microstrip antenna. *Appl. Phys. Lett.* **2010**, *96*, 164101.
37. Schreiber, D.; Gupta, M.; Cravey, R. Comparative study of 1-D and 2-D metamaterial lens for microwave nondestructive evaluation of dielectric materials. *Sens. Actuat. A Phys.* **2011**, *165*, 256–260.
38. Howell, J.Q. Microstrip Antennas. In Proceedings of the IEEE Antenna and Propagation International Symposium, Williamsburg, VA, USA, 11–14 December 1972, 177–180.
39. Filho, R.C.; Araújo, J.H.; Ginani, M.F.; d'Assunção, A.G., Jr.; Martins, R.A.; d'Assunção, A.G.; Mendonça, L.M. Simulation and measurement of inset-fed microstrip patch antennas on BiNbO substrates. *Microw. Opt. Technol. Lett.* **2010**, *52*, 1034–1036.
40. Boybay, M.S.; Ramahi, O.M. Material Characterization using complementary split-ring resonators. *IEEE Trans. Instrum. Meas.* **2012**, *61*, 3039–3046.
41. Lee, C.S.; Yang, C.L. Complementary split-ring resonators for measuring dielectric constants and loss tags. *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.* **2014**, *24*, pp. 563–565.
42. Yang, C.L.; Lee, C.S.; Chen, K.W.; Chen, K.Z. Noncontact measurement of complex permittivity and thickness by using planar resonators. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **2016**, *64*, 247–257.
43. Pendry, J.B.; Holden, A.J.; Robbins, D.J.; Stewart, W.J. Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **1999**, *47*, 2075–2084.
44. Sousa Neto, M.P.; Fernandes, H.C.C. *Um Estudo de Metamaterial em Antenas de Microfita*. Ph.D. Thesis, Universidade Federal, Natal, Rio Grande do Norte, Brazil, 2014.
45. Weiland, T.; Schuhmann, R.; Greger, R.B.; Parazzoli, C.G.; Vetter, A.M.; Smith, D.R.; Vier, D.C.; Schultz, S. Ab Initio Numerical Simulation of Left-handed Metamaterials: Comparison of Calculations and experiments. *J. Appl. Phys.* **2001**, *90*, 5419–5424.
46. Withayachumnankul, W.; Jaruwongrungrsee, K.; Tuantranont, A.; Fumeaux, C.; Abbott, D. Metamaterial-based microfluidic sensor for dielectric characterization. *Sens. Actuat. A Phys.* **2013**, *189*, 233–237.
47. Cong, L.; Tan, S.; Yahiaoui, R.; Yan, F.; Zhang, W.; Singh, R. Experimental demonstration of ultrasensitive sensing with terahertz metamaterial absorbers: A comparison with the metasurfaces. *Appl. Phys. Lett.* **2015**, *106*, 031107.
48. Yahiaoui, R.; Strikwerda, A.C.; Jepsen, P.U. Terahertz Plasmonic Structure with Enhanced Sensing Capabilities, *IEEE Sens. J.* **2016**, *16*, 2484–2488.
49. L. F. Chen, C. K. Ong, C. P. Neo, V. V. Varadan, and V. K. Varadan *Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization*, England: John Wiley & Sons, Ltd, 2004.

50. J. Baker-Jarvis, E. J. Vanzura, and W. A. Kissick, "Improved technique for determining complex permittivity with the transmission/reflection method" IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., vol. 38, pp. 1096-1103, Aug. 1990.