



UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO  
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA  
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

STEFANY KARINY DOS SANTOS DE SOUZA QUEIROZ

**ANÁLISE DAS PROPRIEDADES DIELÉTRICAS E DA ESTABILIDADE TÉRMICA  
DA MATRIZ COMPÓSITA  $FeNbO_4$ (FNO) -  $CaTiO_3$ (CTO) PARA USO EM  
ANTENAS RESSADORAS DIELÉTRICAS**

Mossoró/RN

2021

STEFANY KARINY DOS SANTOS DE SOUZA QUEIROZ

**ANÁLISE DAS PROPRIEDADES DIELÉTRICAS E DA ESTABILIDADE TÉRMICA  
DA MATRIZ COMPÓSITA  $FeNbO_4$ (FNO) -  $CaTiO_3$ (CTO) PARA USO EM  
ANTENAS RESSADORAS DIELÉTRICAS**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Linha de Pesquisa: Telecomunicações e Eletromagnetismo aplicado

Orientador: Antônio Sérgio Bezerra Sombra

Co-orientador: Idalmir de Souza Queiroz Júnior

Mossoró/RN

2021

© Todos os direitos estão reservados a Universidade Federal Rural do Semi-Árido. O conteúdo desta obra é de inteira responsabilidade do (a) autor (a), sendo o mesmo, passível de sanções administrativas ou penais, caso sejam infringidas as leis que regulamentam a Propriedade Intelectual, respectivamente, Patentes: Lei nº 9.279/1996 e Direitos Autorais: Lei nº 9.610/1998. O conteúdo desta obra tomar-se-á de domínio público após a data de defesa e homologação da sua respectiva ata. A mesma poderá servir de base literária para novas pesquisas, desde que a obra e seu (a) respectivo (a) autor (a) sejam devidamente citados e mencionados os seus créditos bibliográficos.

Q3a Queiroz, Stefany Kariny dos Santos de Souza .  
ANÁLISE DAS PROPRIEDADES DIELÉTRICAS E DA  
ESTABILIDADE TÉRMICA DA MATRIZ COMPÓSITA  
FeNbO<sub>4</sub>(FNO) - CaTiO<sub>3</sub>(CTO) PARA USO EM ANTENAS  
RESSOADORAS DIELÉTRICAS / Stefany Kariny dos  
Santos de Souza Queiroz. - 2021.  
86 f. : il.

Orientador: Antônio Sérgio Bezerra Sombra.  
Coorientador: Idalmir de Souza Queiroz  
Júnior.  
Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal  
Rural do Semi-árido, Programa de Pós-graduação em  
Engenharia Elétrica, 2021.

1. Constante dielétrica. 2. Estabilidade  
térmica. 3. Compósitos cerâmicos. 4. Hakki-Coleman.  
I. Sombra, Antônio Sérgio Bezerra , orient. II.  
Queiroz Júnior, Idalmir de Souza , co-orient. III.  
Título.

O serviço de Geração Automática de Ficha Catalográfica para Trabalhos de Conclusão de Curso (TCC's) foi desenvolvido pelo Instituto de Ciências Matemáticas e de Computação da Universidade de São Paulo (USP) e gentilmente cedido para o Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal Rural do Semi-Árido (SISBI-UFERSA), sendo customizado pela Superintendência de Tecnologia da Informação e Comunicação (SUTIC) sob orientação dos bibliotecários da instituição para ser adaptado às necessidades dos alunos dos Cursos de Graduação e Programas de Pós-Graduação da Universidade.

STEFANY KARINY DOS SANTOS DE SOUZA QUEIROZ

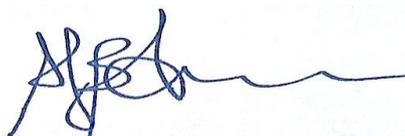
**ANÁLISE DAS PROPRIEDADES DIELÉTRICAS E DA ESTABILIDADE  
TÉRMICA DA MATRIZ COMPÓSITA  $FeNbO_4$ (FNO) -  $CaTiO_3$ (CTO) PARA  
USO EM ANTENAS RESSADORAS DIELÉTRICAS**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Linha de Pesquisa: Telecomunicações e Eletromagnetismo aplicado

Defendida em: 26/07/2021

BANCA EXAMINADORA



---

Prof. Dr. Antônio Sergio Bezerra Sombra (Orientador)

Universidade Federal do Ceará (UFC)

IDALMIR DE SOUZA QUEIROZ JUNIOR:63510731468

Assinado de forma digital por IDALMIR DE SOUZA QUEIROZ JUNIOR:63510731468  
Dados: 2021.10.07 12:08:53 -03'00'

---

Prof. Dr. Idalmir de Souza Queiroz Junior (Co-orientador)

Universidade Federal Rural do Semi-Árido (UFERSA)



---

Prof. Dr. Isaac Barros Tavares da Silva (Interno)

Universidade Federal Rural do Semi-Árido (UFERSA)

Assinado de forma digital por Ronaldo S Silva

Dados: 2021.10.14 20:25:12 -03'00'

---

Prof. Dr. Ronaldo Santos da Silva (Externo)

Universidade Federal de Sergipe (UFS)

## AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus.

Aos meus pais, Karina e Idalmir, por todo amor, suporte e apoio.

Aos meus irmãos Thifany e Daniel por todo amor.

Ao meu esposo Pedro, por todo incentivo, amor e suporte.

Ao Prof. D.Sc. Antônio Sérgio Bezerra Sombra, pela confiança, paciência e pelos ensinamentos e conhecimentos compartilhados.

A UFERSA e todos aqueles que fazem parte dessa instituição.

Aos membros do Laboratório de Telecomunicações e Ciência e Engenharia de Materiais (LOCEM).

Sou grata ao todos que me ajudaram e me apoiaram em todas as etapas da minha vida.

Muito obrigado!

“Não importa o que aconteça, continue a nadar.”

Graham Walters, Procurando Nemo, 2003.

## RESUMO

Ao longo dos anos, o crescente desenvolvimento nos sistemas de telecomunicações resultou na necessidade de desenvolver tecnologias de comunicação sem fio por meio de ondas eletromagnéticas. O uso de materiais cerâmicos em sistemas elétricos e eletrônicos vem sendo cada vez mais constante, dado que frequentemente proporcionam soluções viáveis para muitos dos problemas que precisam ser resolvidos. Atualmente, o Niobato de Ferro ( $FeNbO_4$ ) tem sido amplamente utilizado como fotoânodo em conversores, sensores a gás e em dispositivos eletrônicos. Já o Titanato de Cálcio ( $CaTiO_3$ ) possui características interessantes para aplicações tecnológicas, como capacitores multicamadas, termistores, ressoadores dielétricos e miniaturização de dispositivos eletrônicos. Este trabalho apresenta a caracterização estrutural e dielétrica de compósitos formados pela mistura de  $FeNbO_4$  (FNO) e  $CaTiO_3$  (CTO), como também um estudo sobre a estabilidade térmica da nova matriz sintetizada. A reação em estado sólido foi utilizada para obter o FNO puro e compósitos cerâmicos obtidos pela adição de CTO em 20%, 40%, 50% e 80% em peso. A difração de raios-X foi utilizada na caracterização estrutural desses compostos. Já para a caracterização das propriedades dielétricas, foi medida a permissividade dielétrica e a tangente de perdas. Também foi realizado um estudo dos parâmetros de antenas das amostras, sendo eles:  $S_{11}$ , Carta de Smith e Ganho da antena. Tanto as propriedades dielétricas como os parâmetros de antenas foram obtidos através das técnicas de Hakki-Coleman, Monopolo e Linha de Microfita. Por fim, realizou-se a medição do Coeficiente de Temperatura da Frequência de Ressonância ( $\tau_f$ ), para verificar a estabilidade térmica do material. No estudo desse parâmetro, procuram-se materiais com o coeficiente de temperatura da frequência de ressonância o mais próximo de zero possível, o que confere maior estabilidade térmica ao material. Foi verificado que a estabilidade térmica melhora com a aplicação de  $CaTiO_3$  com valores variáveis entre  $-1293 \text{ ppm}^\circ\text{C}^{-1}$  a  $850 \text{ ppm}^\circ\text{C}^{-1}$ . A concentração de 60% de  $CaTiO_3$  na amostra é a que mais se aproxima do  $\tau_f$  igual a zero. Na caracterização dielétrica, de forma geral, observou-se que a adição de CTO aumentou a permissividade da matriz compósita e diminuiu o valor de tangente de perdas. As amostras funcionando como antenas, apresentaram um desempenho bastante satisfatório, apresentando baixo valor de  $S_{11}$  e bom casamento de impedância. Quando comparados os resultados medidos e simulados, apresentaram boa concordância e uniformidade entre si.

**Palavras-chave:** Constante dielétrica. Estabilidade térmica. Compósitos cerâmicos. Hakki-Coleman

## ABSTRACT

Over the years, the growing development in telecommunications systems has resulted in the need to develop wireless communication technologies using electromagnetic waves. The use of ceramic materials in electrical and electronic systems is becoming more and more constant, as they often provide viable solutions to many of the problems that need to be resolved. Currently, Iron Niobate ( $FeNbO_4$ ) has been widely used as a photoanode in converters, gas sensors and electronic devices. Calcium Titanate ( $CaTiO_3$ ) has interesting characteristics for technological applications, such as multilayer capacitors, thermistors, dielectric resonators and miniaturization of electronic devices. This work presents the structural and dielectric characterization of composites formed by mixing  $FeNbO_4$  (FNO) and  $CaTiO_3$  (CTO), as well as a study on the thermal stability of the new synthesized matrix. The solid state reaction was used to obtain pure FNO and ceramic composites obtained by adding CTO at 20%, 40%, 50% and 80% by weight. X-ray diffraction was used in the structural characterization of these compounds. For the characterization of the dielectric properties, the dielectric permittivity and the loss tangent were measured. A study of the antenna parameters of the samples was also carried out, namely:  $S_{11}$ , Smith's Chart and Antenna Gain. Both the dielectric properties and the antenna parameters were obtained through the techniques of Hakki-Coleman, Monopole and Microstrip Line. Finally, the measurement of the Resonance Frequency Temperature Coefficient ( $\tau_f$ ) was performed to verify the thermal stability of the material. In the study of this parameter, one looks for materials with the temperature coefficient of the resonance frequency as close to zero as possible, which gives greater thermal stability to the material. It was found that the thermal stability improves with the application of  $CaTiO_3$  with values ranging from  $-1293 \text{ ppm}^\circ\text{C}^{-1}$  to  $850 \text{ ppm}^\circ\text{C}^{-1}$ . The 60% concentration of  $CaTiO_3$  in the sample is the closest to  $\tau_f$  equal to zero. In the dielectric characterization, in general, it was observed that the addition of CTO increased the permittivity of the composite matrix and decreased the loss tangent value. The samples working as antennas presented a very satisfactory performance, with a low  $S_{11}$  value and good impedance matching. When compared the measured and simulated results, they showed good agreement and uniformity between them.

**Keywords:** Dielectric constant. Thermal stability. Ceramic composites. Hakki-Coleman

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Estrutura Monoclínica .....	18
Figura 2 - Estrutura Ortorrômbica.....	19
Figura 3 - Estrutura Rutilo Tetragonal.....	19
Figura 4 - Estrutura perovskita (ABX) <sub>3</sub> ideal.....	20
Figura 5 - Estrutura <i>CaTiO</i> <sub>3</sub> .....	21
Figura 6 - Moinho planetário para recipientes.....	23
Figura 7 - (a) Movimento do moinho, (b) movimentos experimentados pelo recipiente durante a moagem mecânica.....	23
Figura 8 - Representação do fenômeno de difração de raios-X.....	26
Figura 9 - Técnica Monopolo.....	27
Figura 10 - Representação dos <i>gaps</i> .....	27
Figura 11 - Medição em linha de Microfita.....	28
Figura 12 - Configuração geral para Antena de Microfita.....	29
Figura 13 - Método Hakki-Coleman para análise do modo <i>TE</i> <sub>011</sub> .....	30
Figura 14 - Formatos diversos de DRA.....	33
Figura 15 - Alimentação em DRA (a) cabo coaxial, (b) abertura e (c) linha de microfita.....	34
Figura 16 - <i>S</i> <sub>11</sub> , Frequência de ressonância e Largura de banda.....	36
Figura 17 - Distribuições vetoriais de campo eletromagnético no ressoador dielétrico cilíndrico isolado no espaço livre, modos: a) <i>TE</i> <sub>011</sub> b) <i>TM</i> <sub>01δ</sub> c) <i>HEM</i> <sub>11δ</sub> e d) <i>HEM</i> <sub>12δ</sub> ..	39
Figura 18 - Fluxograma do procedimento experimental.....	42
Figura 19 - Série cerâmica produzida.....	45
Figura 20 - Medida de Monopolo.....	46
Figura 21 - Simulação de Monopolo no <i>HFSS</i> .....	47
Figura 22 - Comparação entre os gráficos de (a) <i>S</i> <sub>11</sub> medido e simulado (b) Impedância de Entrada medida e simulada.....	48
Figura 23 - Placa com linha de microfita.....	49
Figura 24 - Placas com linha de microfita no <i>HFSS</i> (a) Microfita MC1 (b) Microfita MC2.....	50
Figura 25 - Hakki-Coleman.....	51
Figura 26 - Sistema de medição com forno acoplado.....	53
Figura 27 - Difratomogramas para amostras de FNO e FNO-CTO.....	54

Figura 28 - Refinamento do FNO puro.....	55
Figura 29 - (a) Difratoograma padrão observado, (b) Difratoograma padrão calculado e (c) a diferença entre os padrões observados e calculados do CTO.....	56
Figura 30 - Coeficiente de temperatura na frequência da ressonância das amostras.....	61
Figura 31 - Parâmetro S11 para as amostras (a) FNO, (b) FNCO20, (c) FNCO40, (d) FNCO60 e (e) FNCO80 .....	63
Figura 32 - Cartas de Smith para medição de Monopolo (a) FNO, (b) FNCO20, (c) FNCO40, (d) FNCO60 e (e) FNCO80.....	65
Figura 33 - Diagrama de radiação de ganho total (em dB) para a configuração de Monopolo (a) FNO, (b) FNCO20, (c) FNCO40, (d) FNCO60 e (e) FNCO80.....	67
Figura 34 - Parâmetro S11 para as amostras (a) FNO, (b) FNCO20, (c) FNCO40, (d) FNCO60 e (e) FNCO80.....	69
Figura 35 - Cartas de Smith para medição de Microfita MC1 (a) FNO, (b) FNCO20, (c) FNCO40, (d) FNCO60 e (e) FNCO80.....	71
Figura 36 - Diagrama de radiação de ganho total (em dB) para a configuração de Microfita MC1 (a) FNO, (b) FNCO20, (c) FNCO40, (d) FNCO60 e (e) FNCO80.....	73
Figura 37 - Parâmetro S11 para as amostras (a) FNO, (b) FNCO20, (c) FNCO40, (d) FNCO60 e (e) FNCO80.....	75
Figura 38 - Cartas de Smith (a) FNO, (b) FNCO20, (c) FNCO40, (d) FNCO60 e (e) FNCO80.....	77
Figura 39 - Diagrama de radiação de ganho total (em dB) para a configuração de Microfita MC2 (a) FNO, (b) FNCO20, (c) FNCO40, (d) FNCO60 e (e) FNCO80.....	79

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Identificação da série cerâmica produzida.....	44
Tabela 2 - Dimensões da série cerâmica.....	45
Tabela 3 - Dimensões das Placas com Linha de Microfita.....	50
Tabela 4 - Dimensões da série cerâmica para a medição em Hakki-Coleman.....	52
Tabela 5 - Valores de Permissividade Calculada ( $\epsilon'_{cal}$ ), Constante Dielétrica ( $\epsilon'$ ), Tangente de Perdas ( $\tan \delta$ ) e Frequência para a Técnica de Monopolo.....	57
Tabela 6 - Valores de constante dielétrica ( $\epsilon'$ ), Tangente de Perdas ( $\tan \delta$ ) e Frequência para a Técnica de Hakki-Coleman.....	58
Tabela 7 - Valores de constante dielétrica ( $\epsilon'$ ), Tangente de Perdas ( $\tan \delta$ ) e Frequência para a medição em Microfita MC1.....	59
Tabela 8 - Valores de constante dielétrica ( $\epsilon'$ ), Tangente de Perdas ( $\tan \delta$ ) e Frequência para a medição em Microfita MC2.....	60
Tabela 9 - Valores de $\tau_f$ para cada amostra.....	61
Tabela 10 - Valores medidos e simulados de S11 (dB), frequência de ressonância (GHz) e largura de banda (MHz).....	62
Tabela 11 - Valores para a Carta de Smith do Monopolo.....	64
Tabela 12 - Valores de máximo e de mínimo dos Diagramas de Radiação.....	66
Tabela 13 - Valores medidos e simulados de S11 (dB), frequência de ressonância (GHz) e largura de banda (MHz).....	68
Tabela 14 - Valores para a Carta de Smith do Microfita MC1.....	70
Tabela 15 - Valores de máximo e de mínimo dos Diagramas de Radiação.....	72
Tabela 16 - Valores medidos e simulados de S11 (dB), frequência de ressonância (GHz) e largura de banda (MHz).....	74
Tabela 17 - Valores para a Carta de Smith do Microfita MC2.....	76
Tabela 18 - Valores de máximo e de Mínimo dos Diagramas de Radiação.....	78

**LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS**

BW - Largura de banda (BandWidth)

CTO - Titanato de Cálcio ( $\text{CaTiO}_3$ )

dB - Decibel

DRA - Antena Ressonadora Dielétrica (*Dielectric resonator antenna*)

FNO - Niobato de ferro ( $\text{FeNbO}_4$ )

GHz – Giga Hertz

HE - Magnética híbrida (*Hybrid Magnetic*)

HEM - Eletromagnética híbrida (*Hybrid Electromagnetic*)

HFSS - Simulador de estruturas de altas frequências (*High Frequency Structure Simulator*)

HM - Elétrica híbrida (*Hybrid Electric*)

MEV - Microscopia eletrônica de varredura

MHz – Mega Hertz

ppm - Parte por milhão

RF – Radiofrequência

$S_{11}$  – Coeficiente de reflexão

TCC Coeficiente de variação da capacitância com a temperatura

TE - Transversal elétrico

TM - Transversal magnético

VSWR - *Voltage Standing Wave Ratio*

hcm - altura em centímetros

**LISTA DE SÍMBOLOS**

- % - Porcentagem
- $\Gamma$  - Coeficiente de reflexão
- $\epsilon'$  - Permissividade elétrica relativa real
- $\epsilon''$  - Permissividade elétrica relativa imaginária
- $\mu_0$  - Permeabilidade magnética no vácuo
- $\epsilon_0$  - Permissividade elétrica no vácuo
- $\tau_f$  - Coeficiente de temperatura
- $\epsilon_r$  - Permissividade elétrica relativa
- Å - Angstrom
- a – Diâmetro da DRA
- D - Diretividade
- E - Campo elétrico
- H - Campo magnético
- $f_r$  - frequência de ressonância
- K - Kelvin
- L – Altura da DRA
- °C – Temperatura em graus Celsius
- Q - Fator de qualidade
- R – Resistência elétrica
- $R_r$  - Resistência de radiação
- $\tan(\delta)$  - Tangente de perdas
- Z - Impedância
- $K_0^a$  - Número de onda no espaço livre

## SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO</b> .....	16
1.1 OBJETIVO GERAL .....	17
1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS .....	17
<b>2 REFERENCIAL TEÓRICO</b> .....	18
2.1 NIOBATO DE FERRO .....	18
2.2 TITANATO DE CÁLCIO .....	20
2.3 TÉCNICAS EXPERIMENTAIS .....	22
<b>2.3.1 Processo de reação de estado sólido (RES)</b> .....	22
<b>2.3.1.1 Moagem em Moinho Planetário</b> .....	22
<b>2.3.2 Calcinação</b> .....	24
<b>2.3.3 Prensagem Uniaxial e Sinterização</b> .....	24
<b>2.3.4 Difração de Raio-X</b> .....	25
<b>2.3.5 Medidas em Micro-ondas: Método do Monopolo</b> .....	26
<b>2.3.6 Medidas em Micro-ondas: Método da Linha de Microfita</b> .....	27
<b>2.3.7 Medidas em Micro-ondas: Hakki-Coleman</b> .....	29
<b>2.3.8 Coeficiente de Temperatura da Frequência Ressonante</b> .....	30
2.4 ANTENAS RESSADORAS DIELÉTRICAS - DRA .....	31
2.4.1 Tipos de DRA .....	32
2.4.2 Método de acoplamento das DRA .....	34
2.4.3 Parâmetros das DRA .....	35
2.4.3.1 S11, Frequência de Ressonância e Largura de Banda .....	36
2.4.3.2 Fator de Qualidade .....	37
2.4.3.3 Eficiência e Ganho .....	37
2.4.4 Modos de Ressonância .....	38
2.4.5 Análise da DRA Cilíndrica .....	39
2.4.6 Fabricação de DRA .....	40
<b>3 MATERIAIS E MÉTODOS</b> .....	41
3.1 PREPARAÇÃO DAS FASES CERÂMICAS .....	43
<b>3.1.1 Preparação da fase cerâmica de Niobato de Ferro</b> .....	43
<b>3.1.2 Preparação da fase cerâmica do Titanato de Cálcio</b> .....	43
3.2 FABRICAÇÃO DAS AMOSTRAS CERÂMICAS .....	44
3.3 TÉCNICAS EXPERIMENTAIS APLICADAS AS AMOSTRAS .....	46

<b>3.3.1 Medição de Monopolo e simulação numérica</b> .....	46
<b>3.3.2 Medição por Linha de Microfita e simulação numérica</b> .....	49
<b>3.3.3 Medição por Hakki-Coleman</b> .....	51
<b>3.3.4 Medição do coeficiente de temperatura na frequência ressonante</b> .....	52
<b>4 RESULTADOS E DISCUSSÕES</b> .....	53
4.1 DIFRAÇÃO DE RAIOS-X.....	53
4.2 CONSTANTE DIELETRICA E TANGENTE DE PERDAS.....	56
<b>4.2.1 Técnica do Monopolo</b> .....	56
<b>4.2.2 Medição de Hakki-Coleman</b> .....	58
<b>4.2.3 Medição de Microfita MC1</b> .....	59
<b>4.2.4 Medição de Microfita MC2</b> .....	60
4.3 COEFICIENTE DE TEMPERATURA NA FREQUÊNCIA RESSONANTE.....	61
4.4 PARÂMETROS DE ANTENAS DAS DRA.....	62
<b>4.4.1 Técnica do Monopolo</b> .....	62
4.4.1.1 Parâmetro S11 .....	62
4.4.1.2 Carta de Smith.....	64
4.4.1.3 Diagrama de irradiação de Ganho Total.....	66
<b>4.4.2 Medição de Microfita MC1</b> .....	68
4.4.2.1 Parâmetro S11.....	68
4.4.2.2 Carta de Smith.....	70
4.4.2.3 Diagrama de irradiação de Ganho Total.....	72
<b>4.4.3 Medição de Microfita MC2</b> .....	74
4.4.3.1 Parâmetro S11.....	74
4.4.3.2 Carta de Smith.....	76
4.4.3.3 Diagrama de irradiação de Ganho Total.....	78
<b>5 CONCLUSÕES</b> .....	81
<b>REFERÊNCIAS</b> .....	82

## 1 INTRODUÇÃO

O crescente desenvolvimento nos sistemas de telecomunicações resultou na necessidade de desenvolver tecnologias de comunicação sem fio por meio de ondas eletromagnéticas. O estudo de antenas e ressoadores foram impulsionados por essa demanda. O progresso desses dispositivos se baseia na pesquisa de diversos tipos de antenas e materiais. Nesse sentido, os materiais cerâmicos tem sido alvo de estudos devido suas propriedades. As cerâmicas podem ser compostas por cristais que podem variar em estrutura, composição, tamanho e forma. As interfaces entre os grãos são regiões em que podem ocorrer mudanças estruturais e conseqüentemente ocasionarem diferenças na composição e nas propriedades elétricas (OLIVEIRA, 2015).

O Niobato de Ferro ( $FeNbO_4$ (FNO)), sendo uma cerâmica, tem sido largamente estudado devido a suas propriedades elétricas (KOENITZER *et al.*,1980), estrutura magnética (Cho *et al*, 2008; Ehrenberg *et al*, 2000) e etc. Atualmente, são conhecidos três polimorfos desse composto, são eles: uma estrutura tetragonal (tipo rutilo) obtido na faixa de 1380 °C a 1410 °C, uma estrutura ortorrômbica na faixa de 1085 °C a 1380 °C e outras estruturas monoclinicas (wolframita abaixo de 1085 °C) (KOENITZER *et al.*,1980). Além de propriedades dielétricas, outro parâmetro de grande importância no seguimento de cerâmicas dielétricas para aplicações como antenas ressoadoras que operam na faixa das micro-ondas (de 0,3 GHz a 300 GHz) é o coeficiente de temperatura da frequência de ressonância ( $\tau_f$ ). O que se procura no estudo desse parâmetro são materiais com o coeficiente de temperatura da frequência de ressonância o mais próximo de zero possível, o que confere maior estabilidade térmica.

O Titanato de Cálcio ( $CaTiO_3$ (CTO)), têm sido muito utilizado como ressoador dielétrico em sistemas de comunicação sem fio e diversas outras aplicações. Esse tipo de funcionalidade requer constante dielétrica alta ( $\epsilon$ ) e coeficiente de temperatura da frequência de ressonância ( $\tau_f$ ) próximo de zero. Neste aspecto, o CTO dispõe, na região de micr-ondas, qualificações para estes tipos de aplicações, tendo a constante dielétrica de 160, entretanto, possui alto  $\tau_f$  positivo de 850 ppm/°C, o que pode ser contornado em um possível compósitos com outra fase de  $\tau_f$  negativo, que neste caso é o FNO, com de  $\tau_f$ -1390 ppm/°C.

De acordo com Harrison e Cheetham (1989), é possível obter a estabilidade térmica quando são misturados materiais de mesma classe de dielétricos com diferentes  $\tau_f$  com o

objetivo de melhorar o desempenho elétrico e dielétrico do novo material. Nesse sentido, foi escolhido para constituir um novo material cerâmico o FNO, que possui  $\tau_f$  negativo na faixa de micro-ondas, e o CTO, com  $\tau_f$  positivo.

Neste trabalho, o  $FeNbO_4$  e  $CaTiO_3$  foram produzidos pelo Método de Reação de Estado Sólido. Posteriormente, uma nova série de compósitos cerâmicos foi confeccionada a partir da mistura de FNO e CTO a fim de melhorar as propriedades dielétricas e a estabilidade térmica da matriz sintetizada. As fases cristalinas presentes nos produtos finais dos processos de calcinação e sinterização foram analisadas por difração de raios-X (DRX) e as propriedades dielétricas e a estabilidade térmica foram medidas e analisadas na faixa de micro-ondas. Para a caracterização das propriedades dielétricas foram utilizadas as técnicas de Hakki-Coleman, Monopolo e Linha de Microfita e para a estabilidade térmica realizou-se a medição do Coeficiente de Temperatura da Frequência de Ressonância.

## 1.1 OBJETIVO GERAL

Desenvolver um ressoador a partir da matriz compósita  $FeNbO_4$ (FNO) -  $CaTiO_3$ (CTO) para aplicação em Antenas de Ressorador Dielétrico (DRA) com o propósito de analisar suas propriedades dielétricas e estabilidade térmica.

## 1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Confeccionar uma nova cerâmica, de duas fases distintas, o  $FeNbO_4$ (FNO) e o  $CaTiO_3$ (CTO), variando as proporções desses materiais na matriz compósita;
- Identificar as fases presentes no material através de difratometria de raios-X;
- Realizar a caracterização dielétrica das DRAs de  $FeNbO_4$ (FNO)- $CaTiO_3$ (CTO) através da Técnica do Monopolo, Linha de Microfita, Hakki-Coleman e da simulação computacional;
- Analisar a estabilidade térmica de cada amostra produzida através da medição do coeficiente de temperatura na frequência de ressonância;
- Analisar o desempenho das DRAs, efetivando os testes de alguns parâmetros como: coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ), impedância de entrada e diagrama de irradiação.

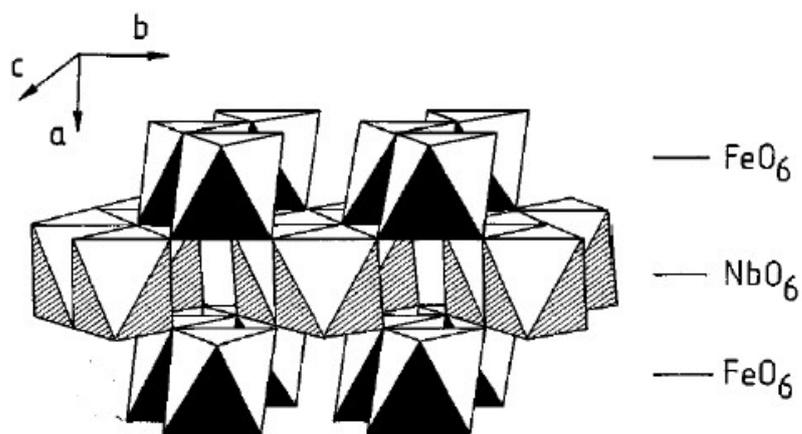
## 2 REFERENCIAL TEÓRICO

Nesta seção serão apresentados conceitos teóricos fundamentais para a pesquisa realizada. A literatura buscada serve como embasamento para a dissertação.

### 2.1 NIOBATO DE FERRO

O  $FeNbO_4$  (Niobato de Ferro) é um composto da família dos ortoniobatos  $ANbO_4$ . Esse composto apresenta polimorfismo com estruturas Monoclínica, Ortorrômbica e Tetragonal (GNANASEKAR, 1999). Na Figura 1 pode ser observada a representação da estrutura Monoclínica do  $FeNbO_4$ , com grupo espacial  $P2/c$ , sendo estável até a temperatura de  $1080^\circ\text{C}$ . A estrutura é baseada em um empilhamento em zigue-zague de octaedros  $FeO_6$  e  $NbO_6$ .

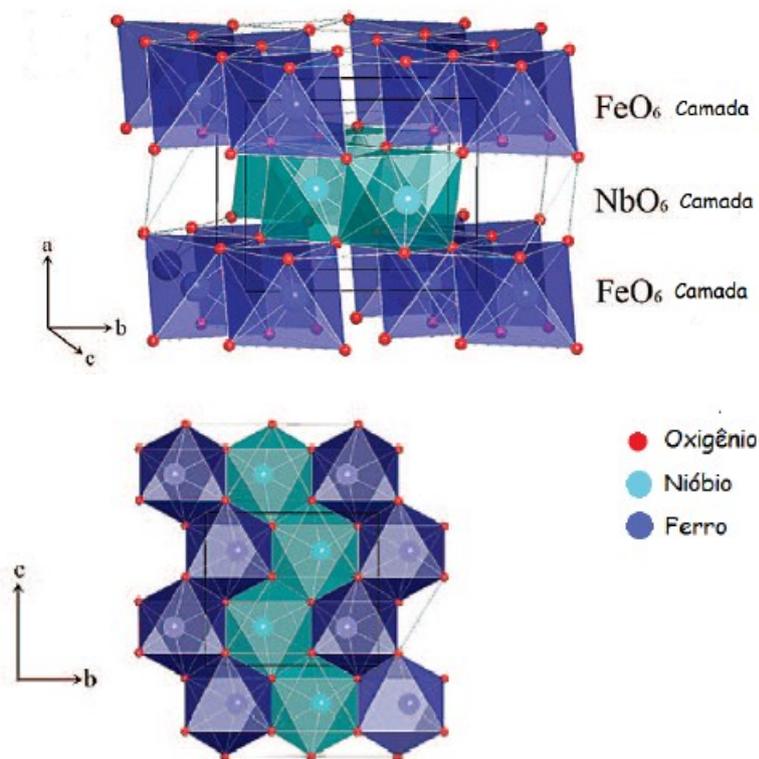
Figura 1 - Estrutura Monoclínica



Fonte: Schmidbauer; Schneider (1997, apud Nascimento Júnior, 2017)

Na Figura 2 observa-se a estrutura Ortorrômbica, com grupo espacial  $Pb_{cn}$ , estável entre  $1080^\circ\text{C}$  e  $1380^\circ\text{C}$ , também baseada em um empilhamento em zigue-zague de octaedros  $FeO_6$  e  $NbO_6$ .

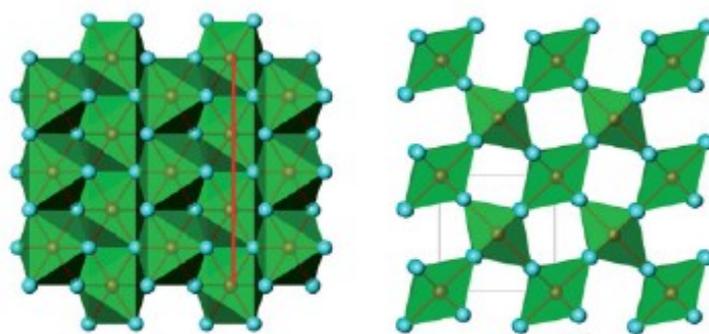
Figura 2 - Estrutura Ortorrômbica



Fonte: Cho et al. (2008)

Por fim, pode-se observar na Figura 3 a estrutura Rutilo Tetragonal, com grupo espacial  $P4_2/mnm$ , estável para temperaturas acima de  $1380\text{ }^\circ\text{C}$  até  $1450\text{ }^\circ\text{C}$ . A característica marcante dessa estrutura são as cadeias octaédricas que partilham as arestas do octaedro ao longo do eixo  $c$  enquanto as outras estruturas apresentam um zigue-zague ao longo desse mesmo eixo.

Figura 3 - Estrutura Rutilo Tetragonal



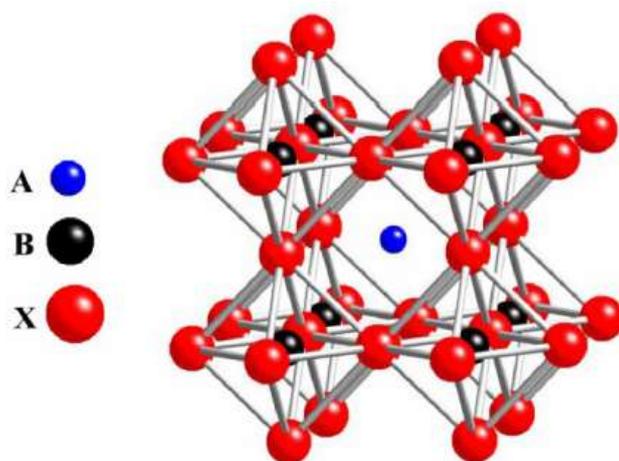
Fonte: Pan et al. (2014)

O  $FeNbO_4$  possui alta condutividade elétrica na fase Monoclínica, devido a mistura de valência dos íons ( $Fe^{2+}$  e  $Fe^{3+}$ ) de ferro,  $\sigma = 2,5 \times 10^{-5} \Omega^{-1} cm^{-1}$ . A Temperatura de Néel é de  $T_N=38,5$  K, onde acima desta temperatura desaparece o efeito antiferromagnético do material e começa a se comportar como paramagnético (NASCIMENTO JÚNIOR, 2017).

## 2.2 TITANATO DE CÁLCIO

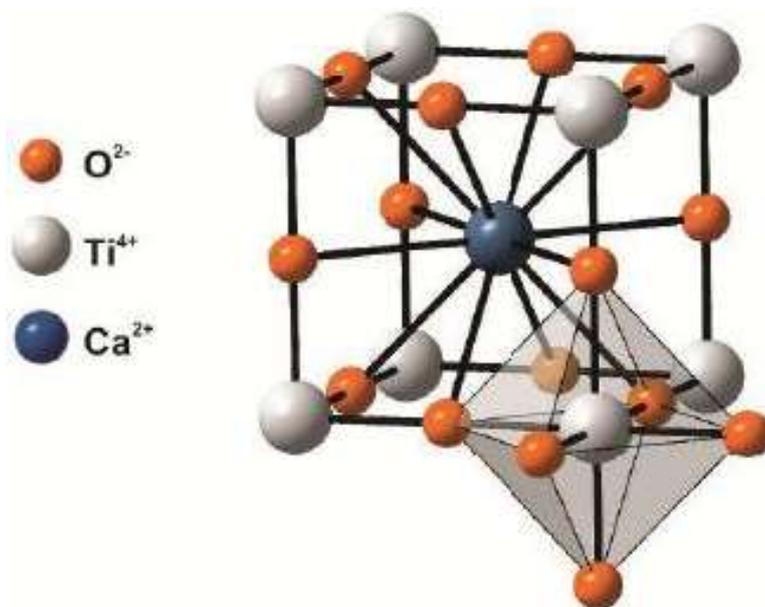
O Titanato de Cálcio se enquadra na categoria de cerâmicas de estrutura Perovskita, que representam a categoria de sólidos cristalinos inorgânicos com fórmula  $ABX_3$ , onde A e B são cátions e X é um ânion, neste caso O, mas poderia ser F, Cl entre outros. Na Figura 4 pode ser observada a estrutura Perovskita  $ABX_3$ .

Figura 4 - Estrutura Perovskita  $ABX_3$  ideal



Fonte: Souza (2009)

Segundo Sales (2016), o Titanato de Cálcio foi a primeira estrutura desta categoria a ser descoberta em 1830 pelo geólogo russo Gustave Rose. A Figura 5 apresenta o arranjo do  $CaTiO_3$ (CTO), que é generalizado pela fórmula  $ABX_3$ , onde o Cálcio encontra-se na posição do átomo A exibindo carga +2 e o Titânio encontra-se na posição do átomo B exibindo carga +4.

Figura 5 - Estrutura  $CaTiO_3$ 

Fonte: Pires Júnior (2014)

O  $CaTiO_3$  também conhecido como CTO, é um dos mais importantes materiais da classe das cerâmicas ferroelétricas e bastante utilizado como elemento resistor termicamente sensível devido ao seu alto coeficiente negativo de temperatura da resistividade. Dependendo da temperatura de síntese a que seja submetida o CTO, sua estrutura poderá se apresentar como cúbica, trigonal ou ortorrômbica (OLIVEIRA, 2015).

Devido às estruturas eletrocerâmicas com arranjo tipo perovskita possuírem alta constante dielétrica ( $\epsilon$ ), alto fator de qualidade (Q) e coeficiente de temperatura na frequência de ressonância ( $\tau_f$ ) positivo, têm sido largamente utilizados como ressoadores dielétricos e para miniaturização de dispositivos eletrônicos.

O CTO possui na região de micro-ondas qualificações para essas aplicações, tendo permissividade relativa de 160, baixa tangente de perdas dielétrica (aproximadamente  $1,43 \times 10^{-4}$ ) e  $\tau_f$  positivo de 850 ppm  $^{\circ}C^{-1}$ . Apesar de possuir o  $\tau_f$  positivo, isso pode ser melhorado, utilizando como compósitos com outra fase que possua  $\tau_f$  negativo (SALES, 2016).

## 2.3 TÉCNICAS EXPERIMENTAIS

### 2.3.1 Processo de Reação de Estado Sólido (RES)

Neste trabalho, é proposta a confecção de uma nova cerâmica, sendo esta uma composição de duas fases distintas, o  $FeNbO_4$ (FNO) e o  $CaTiO_3$ (CTO). Constantemente, o processamento dos materiais cerâmicos envolve a separação e homogeneização dos reagentes, calcinação, prensagem dos produtos na forma de pó para que posteriormente seja realizada sua sinterização e o acabamento das peças produzidas. A síntese desse material é realizada a partir do processo de Reação de Estado Sólido (RES), que se realiza pela submissão de uma mistura de óxidos a elevadas temperaturas. Esse método também é conhecido como método cerâmico convencional (RAO, 1993 apud SALES, 2016).

Segundo Freire (2008), no processo toda a reação ocorre no estado sólido, de início nos pontos de contato entre os reagentes e posteriormente através da difusão dos componentes por meio da fase do produto, dessa forma, pode-se afirmar que não ocorre o processo de fusão. Conforme a reação progride, devido a difusão, a velocidade da reação vai sendo reduzida, pois, a área de interação gerada a partir do produto entre as partículas ocasiona a formação de uma barreira. Apesar disso, a reação pode ser acelerada pela moagem mecânica entre ciclos de calcinação.

#### 2.3.1.1 Moagem em Moinho Planetário

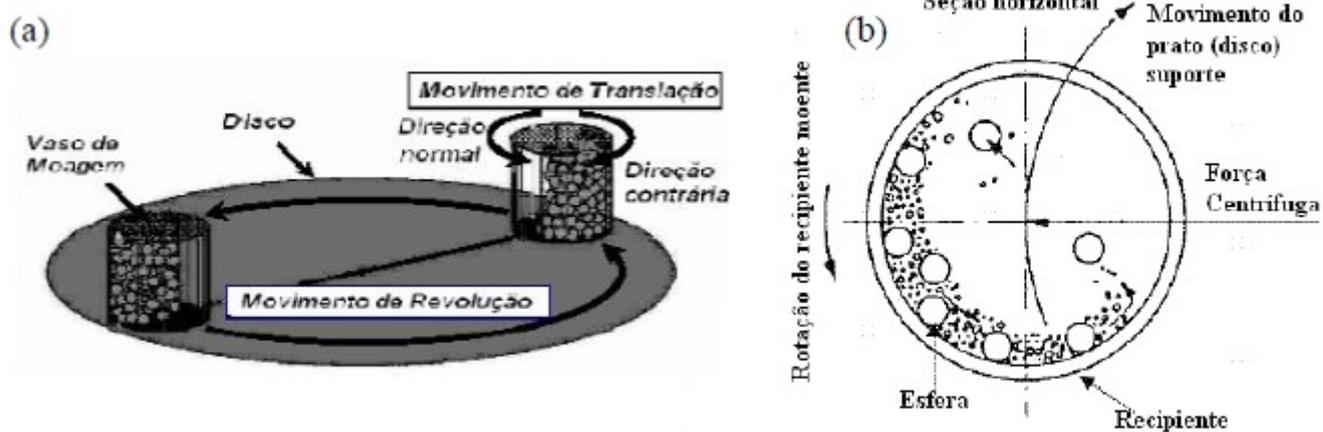
A nomenclatura Moinho Planetário é proveniente do tipo de rotação realizada pelo moinho, onde as forças centrífugas, oriundas da rotação do recipiente sobre seu próprio eixo com translação em relação ao suporte que o sustenta, agem sobre as esferas e os materiais introduzidos no recipiente e promovem a mistura e quebra das partículas (SALES, 2016). De forma geral, o receptáculo e o suporte giram em direções diferentes, isso significa que as forças centrífugas vão atuar de forma alternada nas mesmas direções e em sentidos opostos aos movimentos experimentados pelos recipientes. Na Figura 6 pode ser observado o equipamento e na Figura 7 como ocorre seu movimento.

Figura 6 - Moinho planetário para recipientes



Fonte: Fritsch (2005)

Figura 7 - (a) Movimento do moinho, (b) movimentos experimentados pelo recipiente durante a moagem mecânica



Fonte: Adaptado de Fritsch (2005) e Biondo (2005)

Segundo Ferreira (2016), o material de que é fabricado o vaso de moagem é relevante, pois o impacto do meio de moagem sobre as paredes internas do recipiente pode desprender material que será incorporado ao pó e conseqüentemente pode haver contaminação. O mesmo vale para as esferas de moagem, devendo ser do mesmo material que o vaso e, se possível, do pó a ser triturado a fim de evitar contaminação. Outros dois fatores importantes a serem levados em consideração, em relação às esferas de moagem, são a densidade e o tamanho, pois dependendo desses dois parâmetros, mais ou menos energia cinética é transferida.

Normalmente, o tempo de moagem é determinado de forma a se conseguir o equilíbrio entre fratura e a soldagem a frio das partículas do pó. Desta forma, o tempo de moagem vai depender do material a ser moído, do tipo de moinho, da intensidade da moagem e da temperatura. Caso o tempo de moagem seja longo, há risco de contaminação do material e desgaste no equipamento, porém, se o tempo for muito curto, será preciso processar a moagem com intensidade maior, em conseqüência disto pode gerar aquecimento do equipamento e do material (OLIVEIRA, 2014).

### **2.3.2 Calcinação**

Após a fragmentação, o pó segue para o processo de calcinação. Que se baseia em colocar os reagentes em um cadinho cerâmico e submetê-lo a um tratamento térmico para promover a reação prevista. Esse procedimento é importante no controle da contração da peça durante a sinterização.

O processo de calcinação envolve uma temperatura máxima para que a fase desejada seja obtida, além disso, a formação da fase depende da velocidade de aquecimento e tempo mínimo na máxima temperatura para que o processo ocorra em toda a mistura. Desta forma, o processo de calcinação depende da facilitação da moagem e das condições que o tratamento térmico é proposto (SALES, 2016).

### **2.3.3 Prensagem Uniaxial e Sinterização**

A prensagem uniaxial é a forma mais habitual de conformação usada na metalurgia do pó, pois é uma técnica bastante simples. Utiliza-se de uma prensa e um molde, conhecido

como matriz. Sendo a matriz formada por uma cavidade e um pistão, que possuem formas que permitem que o pó seja ajustado dentro molde e o pistão, pressionado pela prensa, contra o pó para que seja feita uma pastilha na forma desejada. Na conformação do pó, é muito utilizado como aglutinante um fluido orgânico, alguns exemplos são: glicerina e PVA (álcool polivinílico), para dar resistência durante o manuseio nas etapas de prensagem e sinterização. Esse ligante deve ser eliminado durante o processo de sinterização sem causar nenhum dano à pastilha (OLIVEIRA, 2015).

Após a prensagem, a pastilha deve ser submetida a um tratamento térmico à altas temperaturas, conhecido como sinterização que é uma técnica de processamento utilizada para a obtenção de um corpo denso. Nesta etapa, ocorre a contração da amostra, redução da porosidade e uma melhoria na integridade mecânica (CALLISTER, 2013).

Segundo Sales (2016), para que a sinterização ocorra de forma satisfatória, é necessário que obedeça a um determinado tempo, a uma temperatura que seja o suficientemente alta para o desenvolvimento dos mecanismos de sinterização e difusão, mas inferior a temperatura em que ocorre a fusão do componente principal.

#### **2.3.4 Difração de Raios-X**

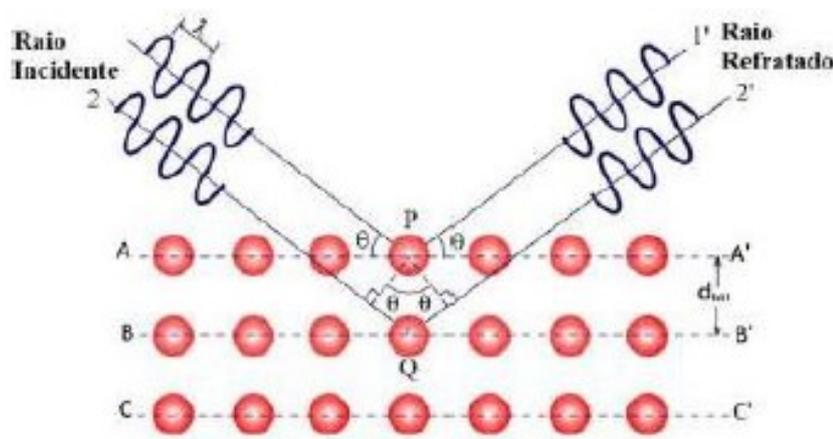
O método utilizado para a caracterização estrutural das amostras foi a técnica de Difração por Raios-X (DRX), que consiste na determinação das características elétricas de um material.

Segundo Oliveira (2011), o procedimento de DRX tem como base os estudos de 1895 do físico alemão Wilhelm Conrad Röntgen, que comprovou com evidências a existência de raios-X. Anos depois, Bragg observou o mesmo fenômeno e constatou que, os raios-X refletidos de metais cristalinos possuíam comprimentos de onda específicos e picos de radiação de acordo com um ângulo de incidência dos raios definido (PINHEIRO, 2015).

Quando um feixe de raios-X incide num cristal, os raios-X são dispersos em todas as direções pela estrutura cristalina. Para algumas direções, essas ondas espalhadas sofrem interferência destrutiva, o que resulta em mínimos de intensidade; já em outras direções, a interferência é construtiva, resultando em máximos de intensidade. O espalhamento e a interferência se tornam uma forma de difração.

Os máximos de intensidade apresentam-se em certas direções que podem ser assinaladas com as direções que tomariam os raios-X incidentes caso fossem refletidos pelos planos cristalinos (SALES, 2016). No caso de materiais cristalinos, esse fenômeno de difração dos raios-X satisfaz a Lei de Bragg. Na Figura 8 observa-se a ilustração do fenômeno de difração de raios-X (Lei de Bragg).

Figura 8 - Representação do fenômeno de difração de raios-X



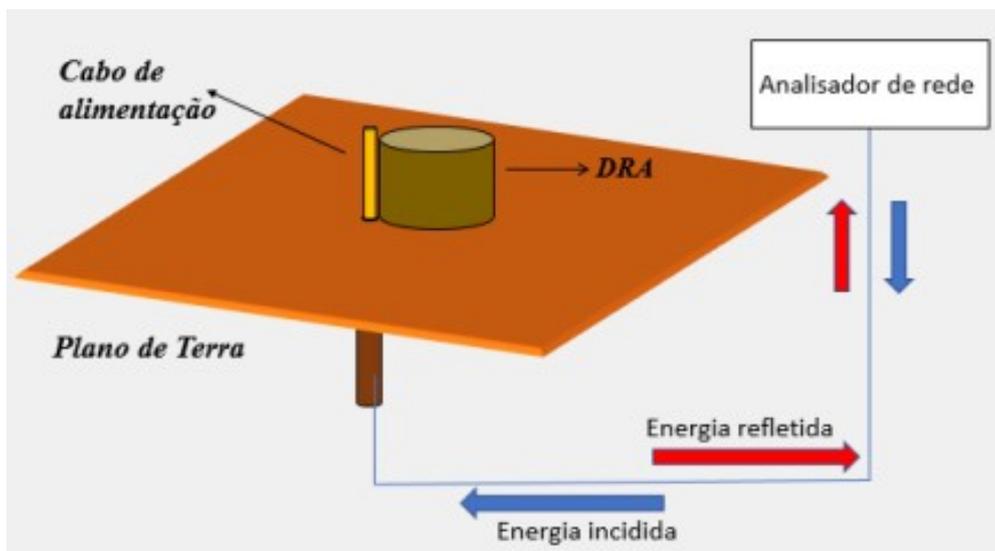
Fonte: Sousa (2012)

### 2.3.5 Medidas em Micro-ondas: Método do Monopolo

Para a exploração das propriedades dielétricas em micro-ondas, assim como também a experimentação do material, uma das técnicas que podem ser utilizadas é a Técnica do Monopolo. Com esse método é possível obter a impedância e a perda de retorno do material. A obtenção destes dados é retirada pelo coeficiente de reflexão “ $S_{11}$ ” no modo ressonante  $HE_{01\delta}$  (MARTINS, 2018).

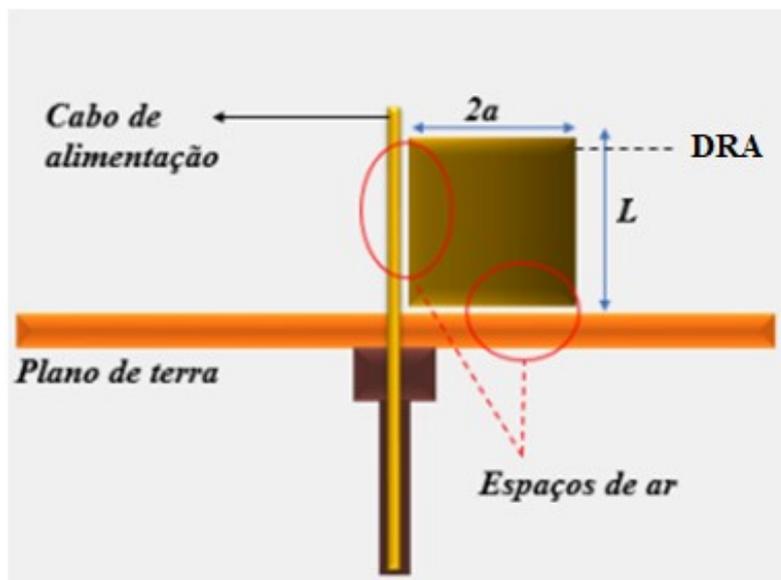
A amostra é testada como antena de ressonador dielétrico, no caso deste trabalho em forma cilíndrica com raio ( $a$ ) e altura ( $L$ ), que foi posicionada acima de um plano de terra e alimentada lateralmente por uma sonda coaxial. Também deve ser considerada a presença de espaços de ar devido as irregularidades das superfícies do cilindro cerâmico. Na Figura 9 pode ser observado o esquema de montagem da Técnica de Monopolo e na Figura 10 observa-se a localização dos *gaps* no método já descrito.

Figura 9 - Técnica Monopolo



Fonte: Martins (2018)

Figura 10 - Representação dos gaps



Fonte: Martins (2018)

### 2.3.6 Medidas em Micro-ondas: Método da Linha de Microfita

De forma geral, este tipo de *setup* de medição é uma linha de microfita sobre um substrato dielétrico aterrado, em que a amostra é posicionada sobre a linha de microfita e

dessa forma, pode-se realizar a medição. Na Figura 11 pode ser observada essa configuração de medição.

Figura 11 - Medição em linha de Microfita

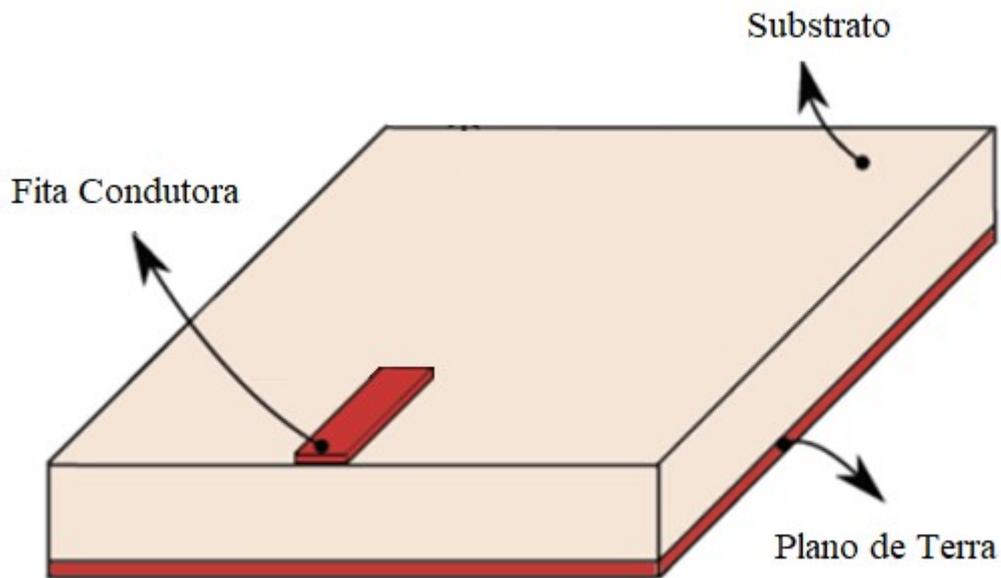


Fonte: Autoria própria (2021)

A alimentação dessa técnica de medição consiste basicamente em uma fita condutora e de um conector coaxial soldado a essa fita e ao plano de terra. Esse método é de fácil construção e possui bom casamento de impedância, porém, oferece pequena largura de banda. O substrato dielétrico que se localiza entre a fita e o plano de terra, são fabricados de FR4. O FR4 é um composto de fibra de vidro com resina epóxi, sendo um termoplástico bastante versátil e comumente utilizado como isolante elétrico.

Geralmente, as constantes dielétricas dos materiais utilizados como substrato devem estar entre 2,2 e 12, pois o substrato que possui uma constante dielétrica de valor baixo possui melhores irradiações no espaço do que um substrato que tem um alto valor de constante dielétrica (BALANIS, V. 2, 2009). Na Figura 12 pode ser observado um esquema da configuração da antena de microfita.

Figura 12 - Configuração geral para medição em linha de Microfita

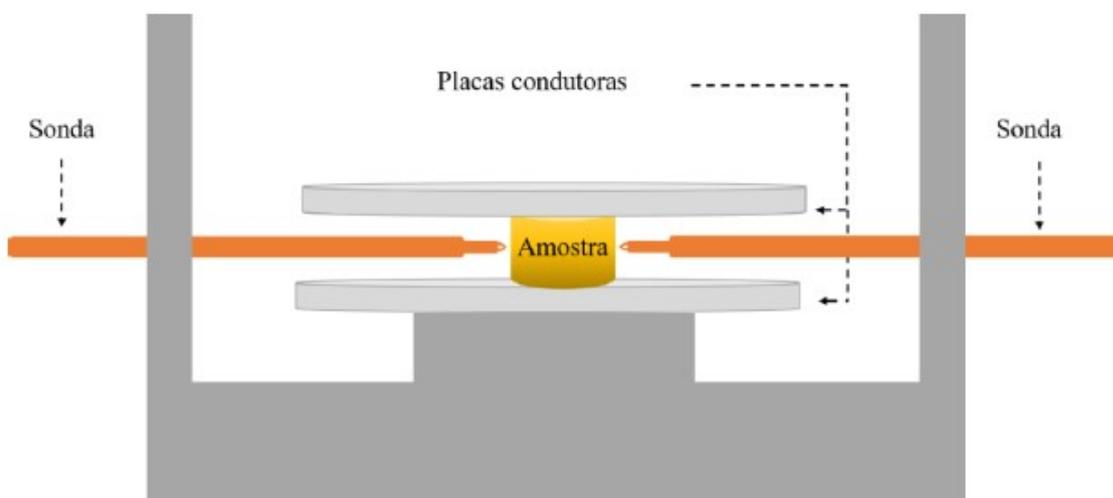


Fonte: Adaptado de Aquino (2008)

### 2.3.7 Medidas em Micro-ondas: Hakki-Coleman

Essa técnica se fundamenta no princípio de emissão de micro-ondas a partir de uma antena localizada muito próxima a amostra, ao mesmo tempo em que, do outro lado da amostra também se encontra outra antena que funciona como um receptor das micro-ondas que atravessassem essa mesma amostra. Esses sinais são interpretados por um analisador de rede e com auxílio de um programa computacional foi possível determinar a permissividade dielétrica, a frequência de ressonância e a perda dielétrica da amostra (HAKKI; COLEMAN, 1960). A Figura 13 mostra a disposição espacial, numa visão lateral das antenas e da amostra para o uso desta técnica.

Figura 13 - Método Hakki-Coleman para análise do modo  $TE_{01}$



Fonte: Oliveira (2019)

Esta técnica permite a verificação da propagação de vários modos TE e TM, sendo o modo  $TE_{011}$  geralmente mais utilizado por sua fácil identificação (DUBE et al., 2005; e OLIVEIRA, 2019). É utilizada uma amostra de formato cilíndrico em que a relação entre diâmetro do disco da amostra dielétrica e a altura deve ser aproximadamente de 2:1, pois assim se obtém uma melhor visualização na separação do modo  $TE_{011}$  e faz com que ele não seja perturbado por outros modos adjacentes.

### 2.3.8 Coeficiente de Temperatura na Frequência Ressonante

O coeficiente de temperatura na frequência ressonante ( $\tau_f$ ) é o parâmetro que indica a estabilidade térmica do ressonador. Segundo Oliveira (2015), esse parâmetro é o responsável por quantificar a grandeza que é responsável por esse deslocamento na frequência de ressonância com a variação de temperatura.

Atualmente, o estudo desse parâmetro tem sido de grande importância principalmente para os dispositivos eletrônicos como os ressonadores de micro-ondas. Pois esses dispositivos têm seu rendimento melhorado quando os valores de  $\tau_f$  estão próximos a zero ou com variações mínimas em torno de zero.

O valor do  $\tau_f$  é dado em ppm °C<sup>-1</sup> (partes por milhão por graus Celsius). No caso das aplicações em micro-ondas é pertinente que o módulo de  $\tau_f$  esteja próximo a zero (OLIVEIRA, 2015). Porém, frequentemente, é possível obter esse resultado de  $\tau_f$  próximo a zero quando são produzidos compósitos de materiais de mesma classe de dielétricos com diferentes  $\tau_f$  com o propósito de melhorar o desempenho elétrico e dielétrico do novo material (HARRISON; CHEETHAM, 1989).

A expressão matemática que representa  $\tau_f$  é dada pela Equação (1), em que  $\alpha L$  é o coeficiente de expansão linear do material dielétrico e  $\tau_\epsilon$  é o coeficiente de temperatura da permissividade (SALES, 2016).

$$\tau_f = -\alpha L - \frac{\tau_\epsilon}{2} \quad (1)$$

## 2.4 ANTENAS RESSOADORAS DIELÉTRICAS - DRA

Uma antena é um dispositivo que irradia ou capta ondas eletromagnéticas no espaço. Segundo o Balanis (V. 1, 2009), é uma estrutura intermediária entre o espaço livre e uma linha de transmissão. A linha de transmissão, que pode ter a forma de um cabo coaxial ou um guia de onda, é utilizada para transportar a energia eletromagnética da fonte de transmissão à antena ou da antena ao receptor.

Atualmente, duas classes de antenas têm originado grande interesse na área de telecomunicações, são elas as antenas de microfita e as antenas ressoadoras dielétricas (DRA). Nesta seção serão abordadas as Antenas Ressoadoras Dielétricas.

Apesar do estudo dos ressoadores dielétricos ter se iniciado anos antes, acentuou-se apenas no início de 1980, iniciando com investigações ligadas as características das formas retangulares, cilíndricas e hemisféricas com Long; McAllister; Shen (1983), McAllister; Long (1983) e McAllister; Long (1984). Com o estudo foi possível analisar os modos ressonantes, padrões de irradiação e métodos do modo de excitação. A partir disso, permitiu-se concluir que os ressoadores dielétricos poderiam ser usados como antenas e poderiam ser utilizados em diversas aplicações em telecomunicações (PETOSA, 2007).

Segundo Sales (2016), uma das grandes vantagens das DRA é o fato de não possuírem perdas por condução elétrica, fato que ocorre nas antenas metálicas tradicionais. Com isso, as antenas ressoadoras dielétricas possuem uma grande eficiência de irradiação devido ao fato de haver poucas perdas pela falta de metais em sua estrutura, o que torna possível a utilização em aplicações acima de micro-ondas, próximas de ondas milimétricas, em que as perdas por condução acabam se tornando grandes.

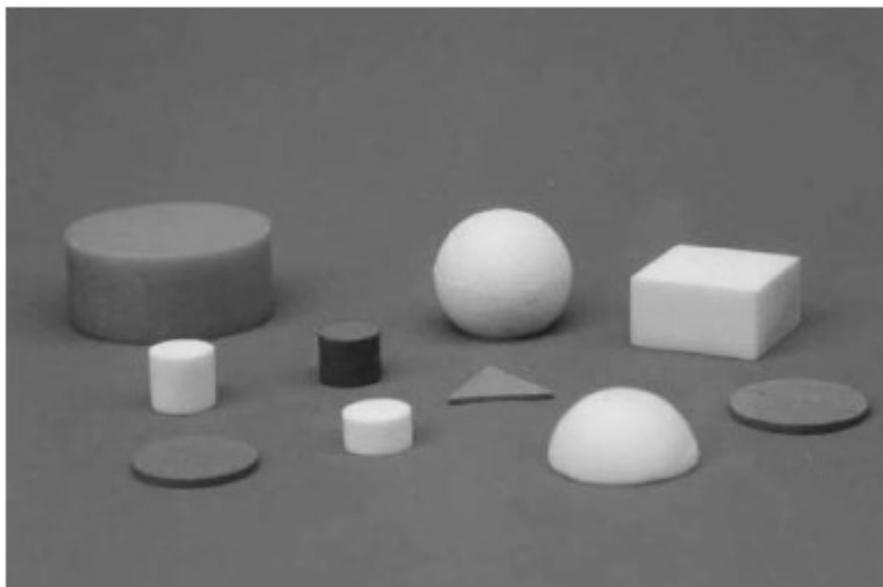
Possuem uma largura de banda de impedância muito ampla (aproximadamente 10% para a permissividade relativa próxima de 10) quando comparada com a antena de microfita. Comportam-se como cavidades ressonantes, porém com a vantagem de possuírem menores áreas, pesos e podendo facilmente ser incorporadas em circuitos integrados de micro-ondas e aplicadas em linhas de transmissão planar (OLIVEIRA, 2015).

De forma geral, as DRAs podem ser construídas para operar em uma ampla faixa de frequências; possuem mecanismos de alimentação simples; possuem a constante dielétrica maior que 10, o que permite a miniaturização e o controle das larguras de banda; são materiais que possuem baixa perda dielétrica, o que resulta em altos fatores de qualidade, entre outros.

#### **2.4.1 Tipos de DRA**

Richtmyer (1939) propôs que um objeto feito de material dielétrico poderia funcionar como ressoador para altas frequências. A partir disso, no final da década de 60, iniciou-se o desenvolvimento de materiais cerâmicos de baixa perda para utilização como ressoadores dielétricos, e em 1980, foram apresentados os estudos de variados formatos. Na Figura 14 podem ser observados alguns formatos de DRA.

Figura 14 - Formatos diversos de DRA



Fonte: Luk; Leung (2003)

A configuração de uma DRA em uma geometria qualquer deve atender diversas especificações, o que inclui a frequência de operação ( $f_0$ ), a distribuição de campo dentro do ressonador, o campo radiado e também a largura de banda (BW) (PETOSA, 2007). Os projetos de DRA mais utilizados são os semi-esféricos, cilíndricos e retangulares. Onde para essas formas existem soluções analíticas que podem ser utilizadas para prever a frequência de ressonância, fator de qualidade de irradiação Q e diagramas de irradiação.

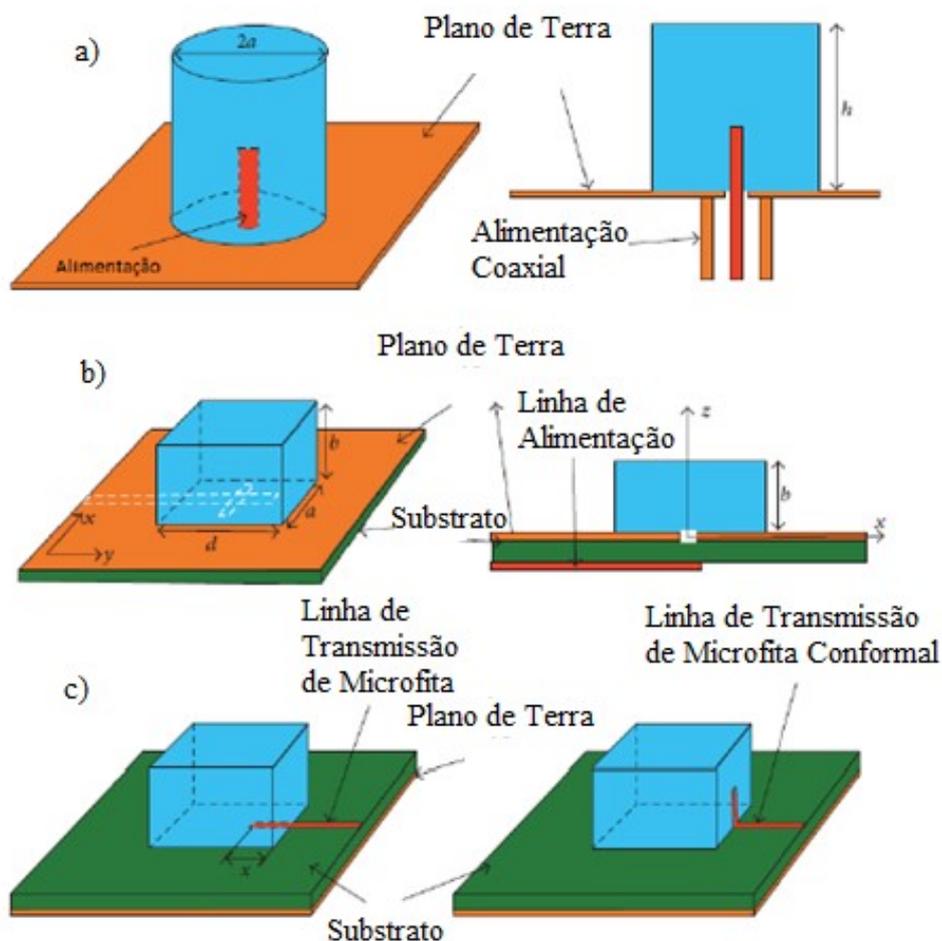
Segundo Petosa (2007), a DRA semi-esférica é montada em cima de um plano de terra e possui constante dielétrica ( $\epsilon_r$ ) e raio ( $a$ ). Devido a isso, esse formato é limitado em grau de liberdade, sendo o raio dessa semi-esfera o único parâmetro de projeto além da constante dielétrica. Já a DRA de formato cilíndrico é determinada por um ressonador cilíndrico com altura ( $h$ ), raio ( $a$ ) e constante dielétrica ( $\epsilon_r$ ) sobre um plano de terra. Para esse caso, as características de ressonância vão depender do raio e da altura. A fabricação de peças cilíndricas é mais simples quando comparada as semi-esféricas. A antena com ressonador dielétrico de forma retangular se caracteriza por uma peça com seção retangular com altura ( $h$ ), largura ( $w$ ), profundidade ( $d$ ) e constante dielétrica ( $\epsilon_r$ ) sobre um plano de terra. Esse projeto se torna o mais versátil devido apresentar um segundo grau de liberdade.

## 2.4.2 Método de acoplamento das DRA

Segundo Petosa (2007), vários mecanismos podem ser utilizados para a alimentação em DRA, alguns exemplos são: cabo coaxial, linhas de microfita, guia de onda planar, alimentação por abertura entre outros. De acordo com Sales (2016), um bom acoplamento elimina possíveis interferências que possam vir a ser ocasionadas tanto pela alimentação como pelo plano de terra. Para ser determinada onde a alimentação deve ser colocada é necessário ter uma boa compreensão das estruturas de campo da DRA isolada para excitar o modo apropriado na DRA.

Dentre os diversos tipos de alimentação, os mais simples são: a alimentação por acoplamento com abertura, cabo coaxial ou a utilização da linha de microfita. Na Figura 15 observam-se alguns tipos de alimentação.

Figura 15 - Alimentação em DRA (a) cabo coaxial, (b) abertura e (c) linha de microfita



Fonte: Keyrouz; Caratelli (2016)

A sonda (ou cabo) coaxial é um método bastante comum para acoplar DRAs. Essa sonda pode estar localizada próxima ao DRA ou incorporada a ele. Segundo Luk e Leung (2003), o modo de acoplamento pode ser otimizado ajustando a altura da sonda e a localização do DRA. Também, dependendo da localização da sonda, vários modos podem ser excitados. Outro ponto positivo do uso do acoplamento da sonda é que é possível acoplar diretamente em um sistema de  $50 \Omega$ , sem a necessidade de uma rede correspondente. Esse tipo de alimentação é útil em frequências mais baixas.

O acoplamento de abertura é aplicável a DRA de qualquer forma e consiste em uma abertura cortada em um plano de terra e alimentada por uma linha de microfita localizada abaixo do plano de terra. De acordo com Luk e Leung (2003), esse tipo de alimentação se comporta como uma corrente magnética que corre paralela ao comprimento da fenda, com isso os campos magnéticos do DRA são excitados. O acoplamento usando aberturas é uma alternativa melhor em frequências acima da banda L, pois na banda L e abaixo dela, o tamanho da abertura se torna demasiadamente grande.

O método por linha de microfita excita os campos magnéticos na DRA para produzir o modo dipolo magnético horizontal curto. O nível de acoplamento pode ser ajustado pela posição lateral da DRA em relação à linha de microfita e à permissividade relativa da DRA (LUK; LEUNG, 2003). Para valores de permissividade mais baixos, a quantidade de acoplamento normalmente é pequena. Assim, as linhas microfita podem ser usadas como uma alimentação em série para um conjunto linear de DRA, para ter uma eficiência de irradiação aceitável. Uma desvantagem desse método é que a polarização da matriz é ditada pela orientação da linha de microfita (PETOSA, 2007).

### **2.4.3 Parâmetros das DRA**

Nesta seção são apresentados alguns parâmetros relacionados às DRA, que são características necessárias para descrever o seu desempenho.

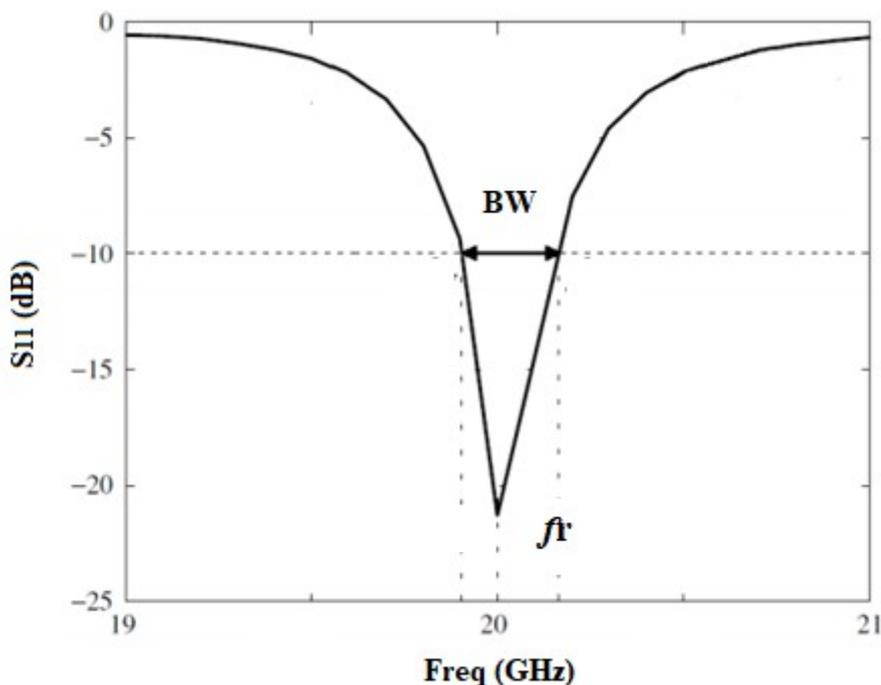
### 2.4.3.1 Coeficiente de Reflexão ( $S_{11}$ ), Frequência de Ressonância e Largura de Banda

O parâmetro  $S_{11}$  é um dado importante para analisar o funcionamento de uma antena. Pode ser definida como a razão entre potência refletida e a potência incidente da antena. Um baixo valor de  $S_{11}$  significa uma boa transferência de potência para a carga, o que torna possível que as antenas possam ser utilizadas para fins comerciais e tecnológicos (PETOSA, 2007).

A frequência de ressonância ou frequência central ou ainda frequência de operação de uma antena ( $f_r$ ) é o valor da frequência no ponto de menor valor de  $S_{11}$  abaixo de -10 dB.

Já a largura de banda (BW), pode ser definida como o intervalo de frequência em torno da sua frequência de operação em que o desempenho da antena obedece a alguns padrões específicos. Essa faixa de frequência encontra-se entre dois pontos com  $S_{11}$  igual ou menor a -10 dB (BALANIS, V. 2, 2009). Na Figura 16 pode ser observado o gráfico de  $S_{11}$ , onde também se observa a frequência de ressonância e da largura de banda.

Figura 16 -  $S_{11}$ , Frequência de ressonância e Largura de banda



Fonte: Autoria Própria (2020)

### 2.4.3.2 Fator de Qualidade

Outro parâmetro importante para a caracterização da DRA é o fator de qualidade, também conhecido como fator-Q (ou simplesmente  $Q$ ), que representa as perdas de potência de um ressonador dielétrico operante na faixa de micro-ondas. Podemos ter perdas de quatro tipos: de condução, de irradiação, externa e dielétrica (ROCHA, 2010). O fator de qualidade pode ser expresso como expresso na Equação (2) (SEBASTIAN, 2008).

$$Q = 2\pi \frac{\text{Máxima energia armazenada por ciclo}}{\text{Média de energia dissipada por ciclo}} \quad (2)$$

Uma antena deve ter o maior fator de qualidade possível, pois um alto fator de qualidade diminui o risco de interferência dentro da largura de banda.

### 2.4.3.3 Eficiência e Ganho

A eficiência da antena é definida como a medida da capacidade da antena de transmitir a potência de entrada em forma de radiação, sendo a razão entre potência irradiada e a potência de entrada. A eficiência da antena é calculada pela Equação (3) (LUK; LEUNG 2003):

$$\eta = \frac{P_{rad}}{P_{rad} + P_{dis}} \quad (3)$$

Essa equação está associada à potência irradiada  $P_{rad}$  e a potência dissipada  $P_{dis}$ .

Outra medida útil para descrever o desempenho de uma antena é o ganho, que em uma dada direção é a quantidade de energia irradiada nessa direção comparada com a energia que uma antena isotrópica iria irradiar na mesma direção quando conduzida com a mesma

potência de entrada (BALANIS, 2009). Frequentemente o interesse é voltado para a direção na qual a antena está irradiando a maior parte da potência onde o ganho é máximo.

#### 2.4.4 Modos de Ressonância

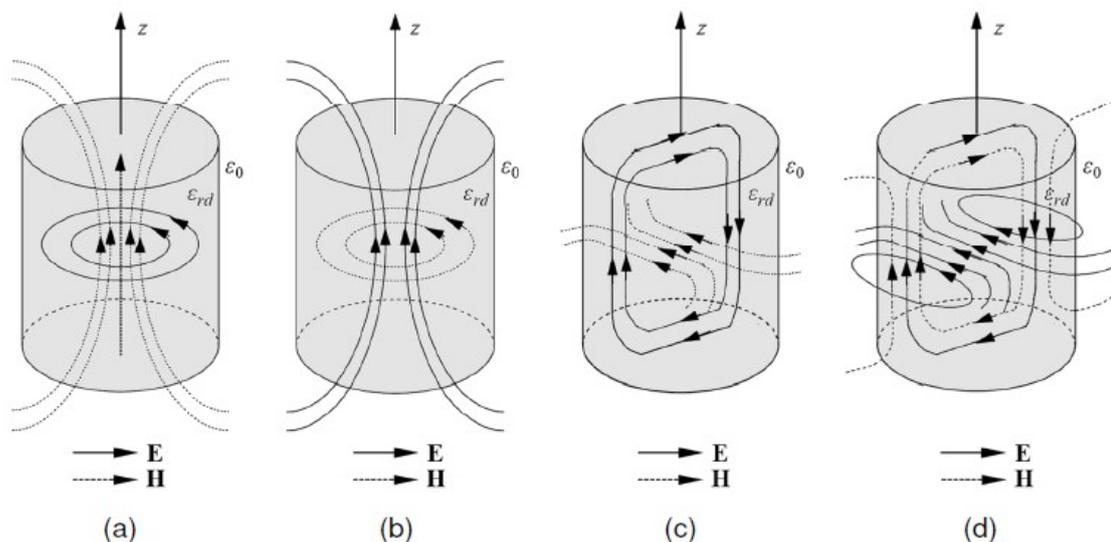
Os diversos padrões de configurações de campo são chamados de modos, que podem ser excitados e cada um tem sua radiação característica que depende de alguns fatores como material dielétrico, geometria, alimentação e localização da mesma (FERNANDES, 2012). São eles: Transversal Elétrico (TE), Transversal Magnético (TM), Transversal Eletromagnético (TEM) e Híbrido (HEM – HE ou EH).

De forma geral, o modo TE é caracterizado por ter um valor nulo para a componente  $z$  do campo elétrico ( $E_z = 0$  e  $H_z \neq 0$ ) e as demais componentes do campo elétrico são transversais à direção de propagação. O modo TM tem um valor nulo para a componente  $z$  do campo magnético ( $H_z = 0$  e  $E_z \neq 0$ ). O modo TEM pode ser descrito por possuir valor nulo para as componentes  $z$  dos campos elétrico e magnético ( $E_z = 0$  e  $H_z = 0$ ). E por fim, o modo HEM, se tiver a componente  $E_z$  dominante é chamado de HE ou se tiver a componente  $H_z$  dominante ele é chamado EH (PETOSA, 2007; LUK; LEUNG, 2003).

Segundo Petosa (2007), os modos utilizados para ressoadores dielétricos cilíndricos são os modos  $TE_{01\delta}$  que irradia como um monopolo magnético curto;  $TM_{01}$  que irradia como um monopolo elétrico curto; e  $HE_{01\delta}$  que irradia como um dipolo magnético horizontal curto. Os campos magnéticos e elétricos dos modos auxiliam a determinar o tipo de alimentação e onde deverá ser colocada no DRA.

Neste trabalho, as DRA possuem o formato cilíndrico, na Figura 17 pode-se visualizar as configurações de campo para os quatro modos de ordem mais baixa utilizados nesse formato de DRA.

Figura 17 - Distribuições vetoriais de campo eletromagnético no ressoador dielétrico cilíndrico isolado no espaço livre, modos: a)  $TE_{011}$  b)  $TM_{01\delta}$  c)  $HEM_{11\delta}$  e d)  $HEM_{12\delta}$



Fonte: Seko (2018)

#### 2.4.5 Análise da DRA Cilíndrica

Ao se analisar uma DRA cilíndrica, pode-se representá-la como uma cavidade cilíndrica que tem seu volume preenchido por um material dielétrico. Levando em consideração as coordenadas cilíndricas e o modelo de cavidades ressonantes, e admitindo que as condições de contorno sejam paredes perfeitamente magnéticas, pode-se obter uma solução aproximada para os campos dentro do ressoador.

Através da razão raio ( $a$ ) e altura ( $h$ ), pode-se controlar a frequência de ressonância e o fator de qualidade (fator  $Q$ ) com boa precisão, visto que a permeabilidade e permissividade são características do próprio material (SALES, 2016). Sendo assim, o modelo da cavidade ressonante pode ser utilizado para uma análise simples de uma DRA cilíndrica.

A frequência de ressonância e o fator  $Q$  para os primeiros modos do ressoador cilíndrico são dados através das Equações (4) a (9) (PETOSA, 2007):

$$f_{TE_{01\delta}} = \frac{2,327c}{2\pi a\sqrt{\varepsilon_r + 1}} \left[ 1 + 0,2123 \left(\frac{a}{h}\right) - 0,008982 \left(\frac{a}{h}\right)^2 \right] \quad (4)$$

$$f_{TE_{11\delta}} = \frac{6,324c}{2\pi a\sqrt{\varepsilon_r + 2}} \left[ 0,27 + 0,36 \left(\frac{a}{h}\right) - 0,02 \left(\frac{a}{2h}\right)^2 \right] \quad (5)$$

$$f_{TM_{11\delta}} = \frac{c}{2\pi a\sqrt{\varepsilon_r + 2}} \left[ (3,83)^2 + \left(\frac{\pi a}{2h}\right)^2 \right] \quad (6)$$

$$Q_{TE_{01\delta}} = 0,078192\varepsilon_r^{1,27} \left[ 1 + 17,31 \left(\frac{h}{a}\right) - 21,57 \left(\frac{h}{a}\right)^2 + 10,86 \left(\frac{h}{a}\right)^3 - 1,98 \left(\frac{h}{a}\right)^4 \right] \quad (7)$$

$$Q_{HE_{11\delta}} = 0,01007\varepsilon_r^{1,3} \frac{a}{h} \left[ 1 + 100e^{-2,05} \left[ \frac{a}{2h} - \frac{1}{80} \left(\frac{a}{h}\right)^2 \right] \right] \quad (8)$$

$$Q_{TM_{11\delta}} = 0,008721\varepsilon_r^{10,888413} e^{0,0397475\varepsilon_r} \left[ 1 - \left(0,3 - 0,2\frac{a}{h}\right) \left(\frac{38 - \varepsilon_r}{28}\right) \right] \quad (9)$$

$$\times \left[ 9,498186 \frac{a}{h} + 2058,33 \left(\frac{a}{h}\right)^{4,322261} e^{-3,50099\left(\frac{a}{h}\right)} \right]$$

#### 2.4.6 Fabricação de DRA

No projeto de uma DRA cilíndrica é necessário determinar sua altura e raio, conhecendo-se a permissividade do material. Porém, inicialmente é necessário definir o fator Q para estimar a largura de banda e uma frequência de ressonância qualquer.

Segundo Luk e Leung (2003), a partir do fator Q pode-se estimar a largura de banda (BW) de impedância da DRA utilizando a Equação (10).

$$BW = \frac{S - 1}{Q\sqrt{S}} \quad (10)$$

Em que  $S$  é o VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*) desejado na entrada da DRA.

O passo seguinte consiste em usar o fator  $Q$  escolhido com seu respectivo modo e determinar o valor do número de onda no espaço livre  $K_0^a$  utilizando a Equação (11).

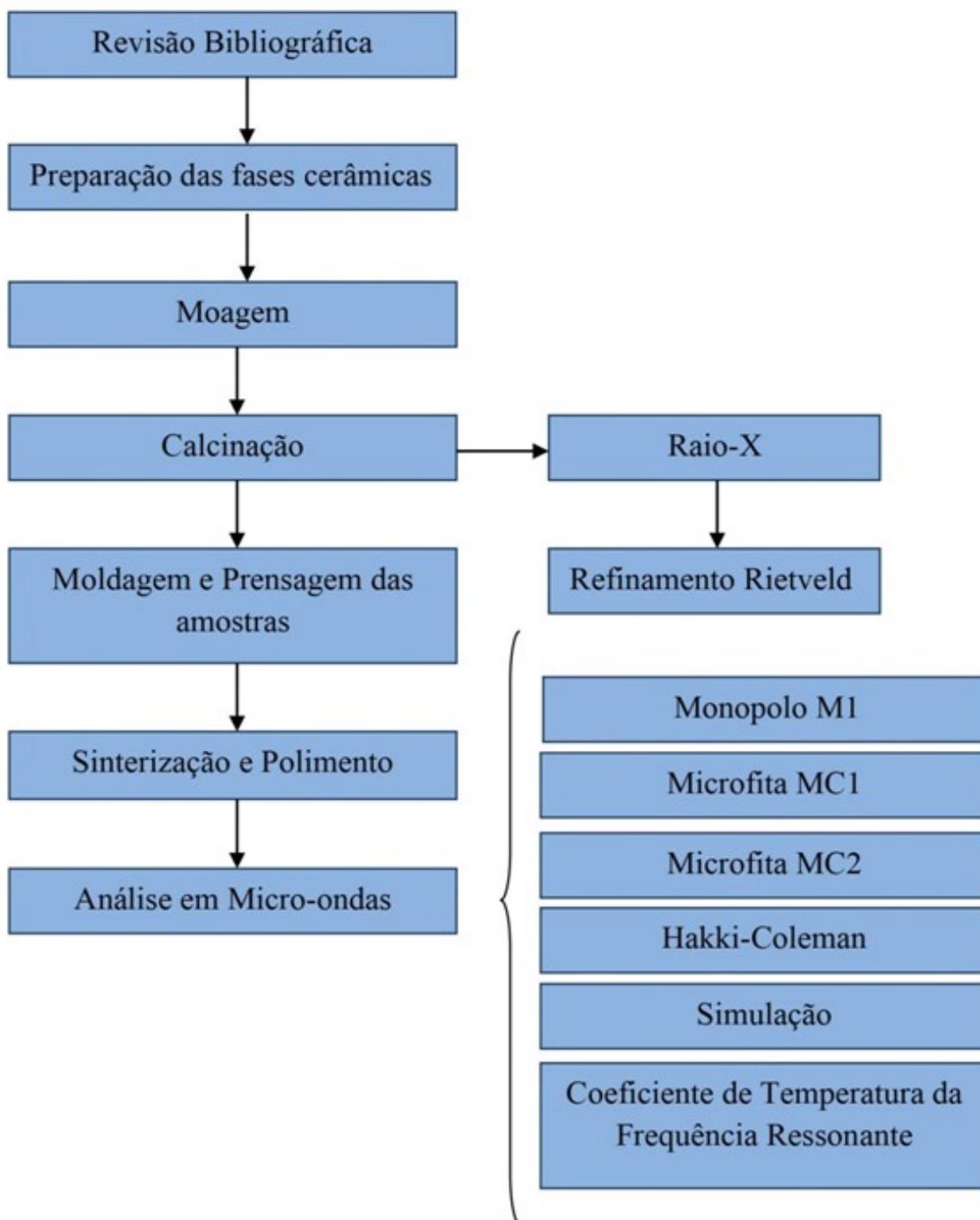
$$K_0^a = \frac{f_{\text{GHz}} \times h_{\text{cm}} \times \left(\frac{a}{h}\right)}{4,7713} \quad (11)$$

Por fim, determina-se a relação  $(a/h)$  e  $h_{\text{cm}}$  através da plotagem de um gráfico de  $K_0^a$  versus  $(a/h)$ , no modo de interesse escolhido, para um conjunto de valores de  $h_{\text{cm}}$  utilizando a Equação (9). Os pontos de encontro das curvas com valores especificados de  $h$  determinam a razão  $(a/h)$  necessária para a DRA frequência desejada.

### 3 MATERIAIS E MÉTODOS

Esta seção descreve os procedimentos experimentais utilizados neste trabalho. Os materiais, equipamentos e métodos para o processamento e caracterização dos materiais cerâmicos. Na Figura 18, é apresentado um fluxograma que representa de forma sucinta todo o procedimento experimental desenvolvido. É possível observar os passos descritos, que vão desde a revisão bibliográfica até as etapas finais do que foi desenvolvido.

Figura 18 - Fluxograma do procedimento experimental



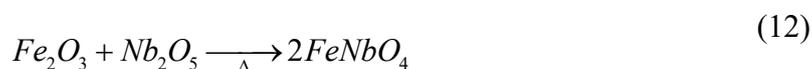
Fonte: Autoria Própria (2021)

### 3.1 PREPARAÇÃO DAS FASES CERÂMICAS

#### 3.1.1 Preparação da fase cerâmica de Niobato de Ferro

Para a preparação da fase foi utilizada a síntese de materiais cerâmicos denominada processo de reação de estado sólido, ou ainda, método cerâmico convencional.

Foram utilizados os óxidos de  $Fe_2O_3$  (Aldrich 99% de pureza) e  $Nb_2O_5$  (Aldrich 99% de pureza) de acordo com a razão estequiométrica na Equação (12).



O material pesado foi misturado respeitando-se a estequiometria para a obtenção do compósito e em seguida a mistura foi moída em um moinho planetário (Pulverisette 5) por 6 h com calcinação posterior a 1000 °C por 4 h.

Após a calcinação utilizou-se a técnica de DRX para análise estrutural do pó e o processo de refinamento de Rietveld para a confirmação da fase (RIETVELD, 1967; 1969).

#### 3.1.2 Preparação da fase cerâmica do Titanato de Cálcio

De forma análoga ocorreu a produção do Titanato de Cálcio. Na preparação do pó foram utilizados os óxidos  $CaO$  (Vetec, 99,9%) e  $TiO_2$  (Vetec, 99,9%) de acordo com a razão estequiométrica na Equação (13).



Os reagentes foram misturados e a moagem foi realizada em temperatura ambiente com tempo de 2h e velocidade de 360 rpm. Posteriormente, depois da moagem o pó resultante foi

levado ao forno para sofrer calcinação, com temperatura de calcinação foi de 1100 °C por 4 h. Após esse processo, também foi utilizada a técnica de DRX e o processo de refinamento de Rietveld para a caracterização estrutural e confirmação da fase, respectivamente.

### 3.2 FABRICAÇÃO DAS AMOSTRAS CERÂMICAS

Depois de confirmada a obtenção das fases FNO e CTO pela análise do DRX, partiu-se para a preparação dos compósitos cerâmicos com proporções distintas. A série cerâmica que foi produzida é composta por uma fase pura de FNO e quatro compósitos, como pode ser observado na Tabela 1.

Tabela 1 - Identificação da série cerâmica produzida

Amostra	Descrição da amostra
FNO	$FeNbO_4$
FNCO20	$(FeNbO_4)_{0,80} + (CaTiO_3)_{0,20}$
FNCO40	$(FeNbO_4)_{0,60} + (CaTiO_3)_{0,40}$
FNCO60	$(FeNbO_4)_{0,40} + (CaTiO_3)_{0,60}$
FNCO80	$(FeNbO_4)_{0,20} + (CaTiO_3)_{0,80}$

Inicialmente, o pó foi prensado a 146 MPa. Posteriormente, as amostras foram sinterizadas a 1200 °C/4 h e por fim, polidas para obter faces planas uniformes. Após as amostras serem polidas, foram efetuadas algumas medições em micro-ondas para a caracterização de suas propriedades. Na Figura 19 podem ser observadas as cerâmicas produzidas e na Tabela 2 são apresentadas as dimensões.

Figura 19 - Série cerâmica produzida



Fonte: Autoria Própria (2020)

Tabela 2 - Dimensões da série cerâmica

Amostra	Altura (mm)	Diâmetro (mm)
FNO	8,84	12,92
FNCO20	10,71	13,97
FNCO40	11,24	13,53
FNCO60	11,77	13,44
FNCO80	12,06	13,39

As dimensões de cada amostra diferem entre si devido as proporções de material em cada uma delas serem diferentes.

### 3.3 TÉCNICAS EXPERIMENTAIS APLICADAS AS AMOSTRAS

#### 3.3.1 Medição de Monopolo e simulação numérica

A exploração das propriedades dielétricas em micro-ondas, assim também como a experimentação do material como uma antena ressoadora dielétrica foram realizadas pelo Método do Monopolo, que juntamente com simulações no *Ansoft HFSS*® (*High Frequency Structure Simulator*) e com base em equações, é possível obter a constante dielétrica e a tangente de perdas do material. Foi utilizado o Método do Monopolo, devido o material possuir alta perda dielétrica, com isso, um dos métodos possíveis para obtenção de suas características dielétricas é utilizando a essa técnica (HAKKI AND P. D. COLEMAN, 1960); (COURTNEY, 1970). Na Figura 20 pode-se observar o esquema de medição da técnica utilizada.

Figura 20 - Medida de Monopolo



Fonte: Autoria Própria (2020)

A DRA cilíndrica é alimentada lateralmente por uma sonda SMA, na qual o modo dominante nessa configuração é o modo  $HE_{11\delta}$ . Essa mesma configuração ilustrada na Figura 16 é utilizada na simulação realizada utilizando o HFSS, onde se tem um modelo do cilindro cerâmico com raio ( $a$ ) e altura ( $L$ ), plano terra constituído de material perfeitamente condutor acoplado a uma sonda alimentada por um cabo coaxial que alimenta o DRA. Para que os

resultados simulados tenham boa concordância com os resultados experimentais a sonda e o plano de aterramento são necessários, pois melhoram a correspondência de impedâncias.

Com a utilização da técnica do Monopolo é possível obter a frequência do modo dominante  $HE_{11\delta}$  o que possibilita calcular a constante dielétrica de cada amostra utilizando a Equação (14).

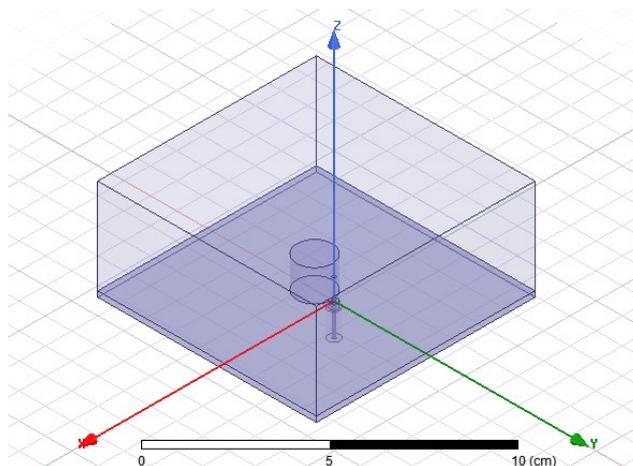
$$f_{HE_{11\delta}} = \frac{6,324c}{2\pi a\sqrt{\varepsilon' + 2}} \left[ 0,27 + 0,36 \left( \frac{a}{2L} \right) + 0,02 \left( \frac{a}{2L} \right)^2 \right] \quad (14)$$

Onde  $\varepsilon'$  é a permissividade dielétrica relativa, "a" é o raio do cilindro dielétrico (mm), L é a altura (mm) e c é a velocidade da luz ( $m.s^{-1}$ ).

A partir da Equação (14) é possível obter a constante dielétrica com os valores medidos experimentalmente, porém, não é possível obter a tangente de perdas. Devido a isso, faz-se o uso da simulação numérica no software *HFSS* para estudar as perdas dielétricas da matriz cerâmica FNO com as respectivas adições.

Os dados experimentais obtidos no procedimento em micro-ondas foram simulados através do programa *HFSS* (High Frequency Structure Simulator), desenvolvido pela *ANSYS* Inc. Foram calculados os parâmetros  $S_{11}$  das estruturas passivas e a distribuição tridimensional dos campos dentro de uma estrutura. Na Figura 21 observa-se o esquema desenvolvido no *HFSS*.

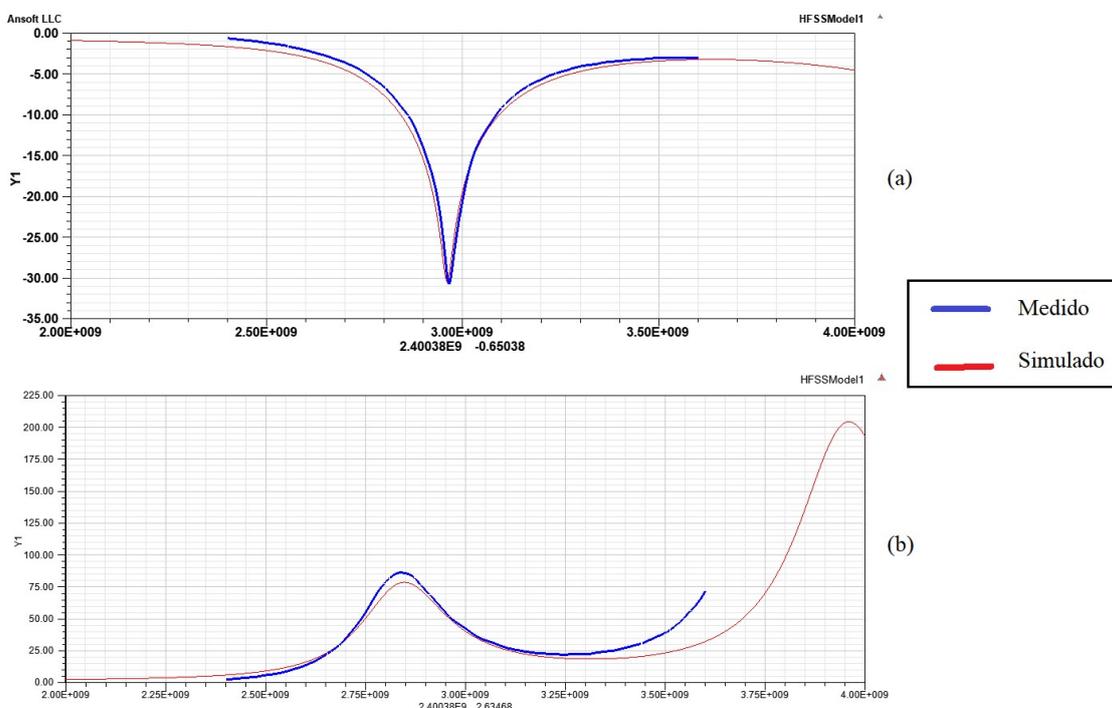
Figura 21 - Simulação de Monopolo no *HFSS*



Fonte: Autoria Própria (2020)

Na simulação, inicialmente são inseridos no *HFSS* os gráficos do parâmetro  $S_{11}$  e da impedância de entrada obtidos da medição de Monopolo da respectiva amostra. São inseridos como dados de entrada da amostra: o seu raio, altura e tamanho da caixa de radiação, calculada a partir do comprimento de onda da amostra. A DRA é simulada no software sendo possível gerar os mesmos tipos de gráficos obtidos na medição. Com isso, os gráficos de perda de retorno e de impedância medidos e simulados são comparados entre si, a fim de que se tenha um bom nível de concordância entre eles. Para que os gráficos obtidos no *HFSS* estejam com valores próximos aos valores medidos, é necessário que sejam testados valores de quatro parâmetros dentro da simulação. Esses parâmetros são: o espaço de ar entre a *probe* do Monopolo e a amostra, o espaço de ar entre a amostra e o plano de terra, a permissividade do material e por fim a tangente de perdas. Com isso, é possível verificar o valor anteriormente calculado da permissividade e estimar o valor da tangente de perdas com base na comparação entre dados medidos e simulados do parâmetro  $S_{11}$  e da impedância de entrada. Na Figura 22 pode ser observados a comparação entre os gráficos gerados no *HFSS* de uma das amostras.

Figura 22 - Comparação entre os gráficos de (a)  $S_{11}$  medido e simulado (b) Impedância de Entrada medida e simulada



Fonte: Autoria Própria (2020)

A partir dessa técnica foi possível extrair os dados do material como a constante dielétrica e a tangente de perdas, como também, parâmetros de antenas, que mais a frente serão analisados, como o parâmetro  $S_{11}$ , Carta de Smith e Diagrama 3D da antena (Ganho).

### 3.3.2 Medição por Linha de Microfita e simulação numérica

Outro recurso utilizado para a exploração das propriedades dielétricas em micro-ondas, assim como também como a experimentação do material como uma antena ressoadora dielétrica foi a medição das amostras em duas placas com linha de microfita sobre substratos dielétricos aterrados de tamanhos diferentes. Na Figura 23 é possível observar uma das placas utilizadas na medição. Para a medição realizada com a placa pequena, foi denominada medição em Microfita MC1, já a medição realizada na placa maior, foi denominada Microfita MC2.

Figura 23 - Placa com linha de microfita

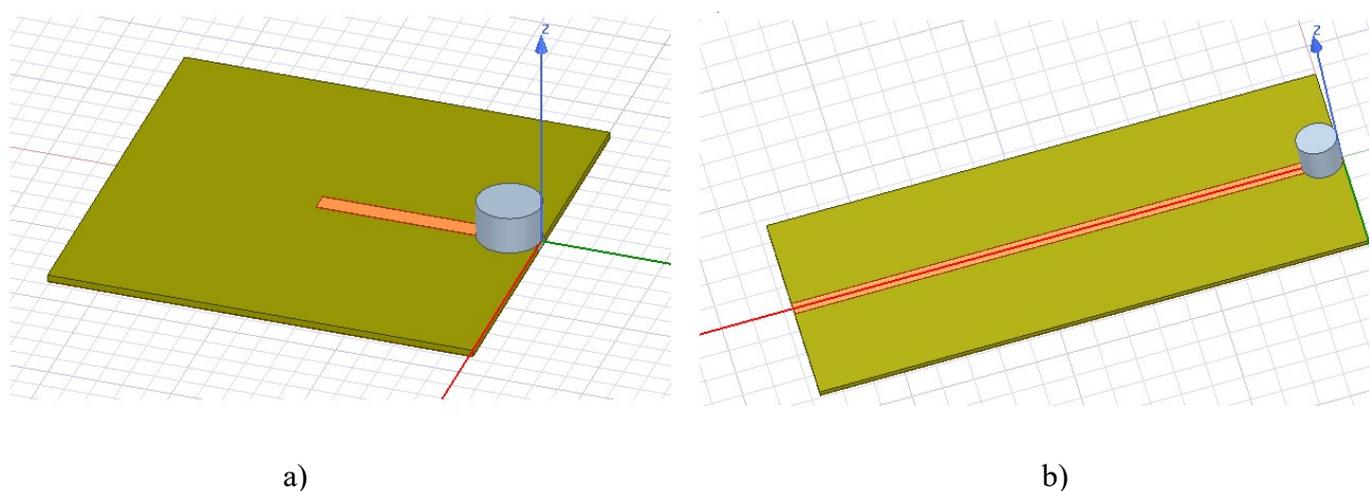


Fonte: Autoria Própria (2021)

De forma análoga a simulação em monopolo, a partir da medição por linha de microfita juntamente com simulações no Ansoft *HFSS*® foi possível obter a constante dielétrica e a tangente de perdas do material.

São inseridos no HFSS os gráficos do parâmetro  $S_{11}$  e da impedância de entrada obtidos da medição e a DRA é simulada nesse *setup*, que pode ser observado na Figura 24. Com isso, é possível estimar um valor de permissividade e da tangente de perdas com base na comparação entre dados medidos e simulados do parâmetro  $S_{11}$  e da impedância de entrada. As dimensões das duas placas podem ser observadas na Tabela 3.

Figura 24 - Placas com linha de microfita no HFSS (a) Microfita MC1 (b) Microfita MC2



Fonte: Autoria Própria (2021)

Tabela 3 - Dimensões das Placas com Linha de Microfita

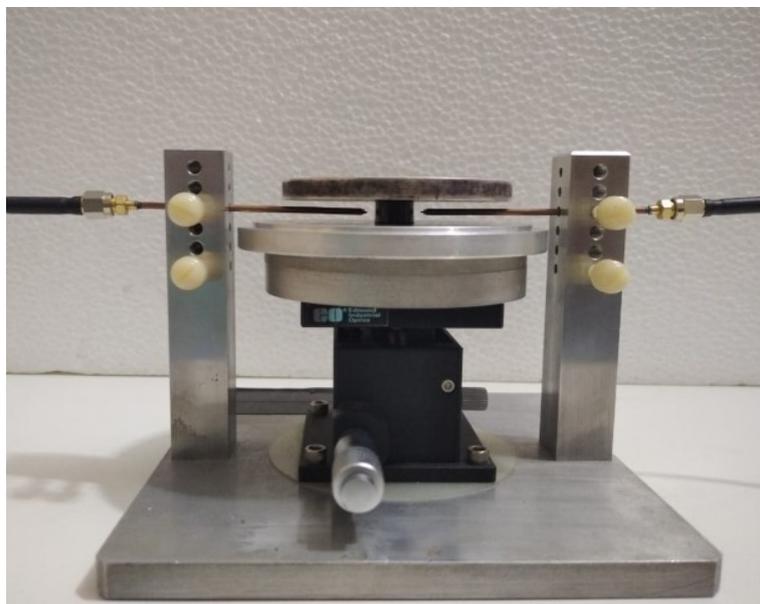
Parâmetro	Dimensão MC1 (mm)	Dimensão MC2 (mm)
Comprimento da linha	45,00	177,00
Espessura da linha	4,00	4,65
Dimensões do substrato	86,2 x 83,2 x 1,40	177 x 75 x 1,40

A partir dessa técnica foi possível extrair os dados do material como a constante dielétrica e a tangente de perdas, como também, parâmetros de antenas, que mais a frente serão analisados, como o parâmetro  $S_{11}$ , Carta de Smith e Diagrama 3D da antena (Ganho).

### 3.3.3 Medição por Hakki-Coleman

Também foi utilizada a medição por Hakki-Coleman para extração dos dados de cada amostra. Na Figura 25 é possível observar o *setup* para esse tipo de medição. Onde a partir dessa medição o analisador de rede interpreta os sinais detectados e as equações que permitem o cálculo da permissividade são resolvidas com ajuda de um programa sendo possível determinar a permissividade, a frequência ressonante e a perda dielétrica. O dispositivo utilizado está interligado com o analisador de rede (HP8716ET) onde são armazenados os dados transferidos para um computador.

Figura 25 - Hakki-Coleman



Fonte: Aatoria Própria (2021)

As peças foram lixadas para que ficassem nas dimensões adequadas na proporção 2:1, conforme pode ser observado na Tabela 4, pois a proporção 2:1 deve ser obtida com a intenção de obter-se uma maior separação dos modos excitados, de tal maneira que os modos

adjacentes ao modo  $TE_{011}$  não o perturbe. Este é um dos métodos mais precisos disponíveis onde as perdas condutivas das placas condutoras são baixas ou seus efeitos podem ser corrigidos.

Tabela 4 - Dimensões da série cerâmica para a medição em Hakki-Coleman

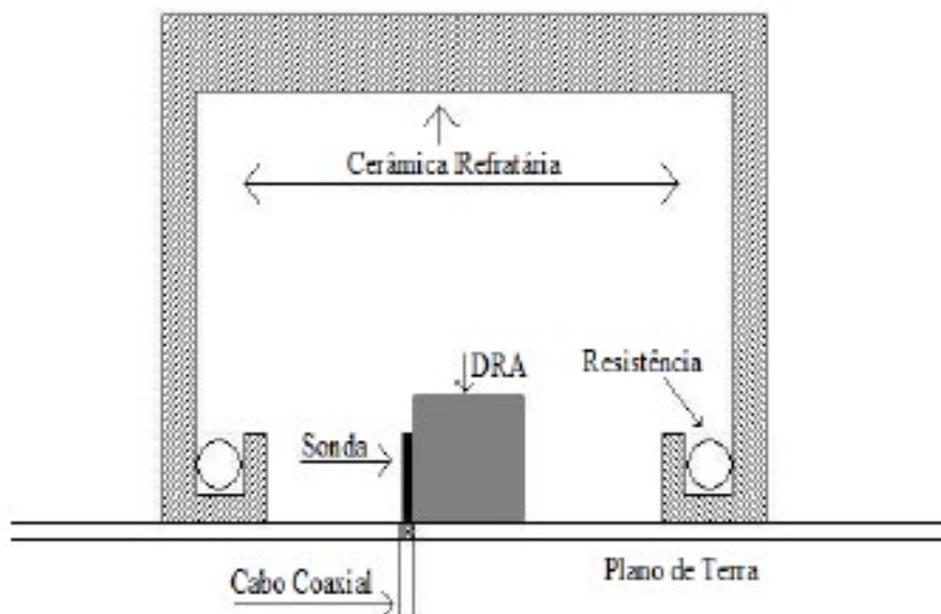
Amostra	Altura (mm)	Diâmetro (mm)
FNO	7,87	12,92
FNCO20	7,88	13,97
FNCO40	7,80	13,53
FNCO60	7,86	13,44
FNCO80	7,90	13,39

### 3.3.4 Medição do coeficiente de temperatura na frequência ressonante

A última técnica experimental realizada nas amostras foi a medição do coeficiente de temperatura na ressonância de frequência ( $\tau_f$ ) utilizando um *Agilent Network Analyzer* AN5230A. Para a realização de sua medida, a temperatura foi variada lentamente enquanto o deslocamento do pico da frequência foi observado.

Para a obtenção dos dados foi necessário manter a mesma configuração de medição do método apresentado por Courtney (1970), mantendo o ressonador em temperatura controlada. Assim, a variação da frequência de ressonância é determinada em função da temperatura. Na Figura 26 pode ser observado um esquema do equipamento de medição.

Figura 26 - Sistema de medição com forno acoplado



Fonte: Fernandes (2012)

Esta técnica se torna muito importante para se obter os efeitos térmicos deste material, permitindo o estudo e desenvolvimento de um material com o coeficiente de temperatura mais próximo possível de zero.

#### 4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

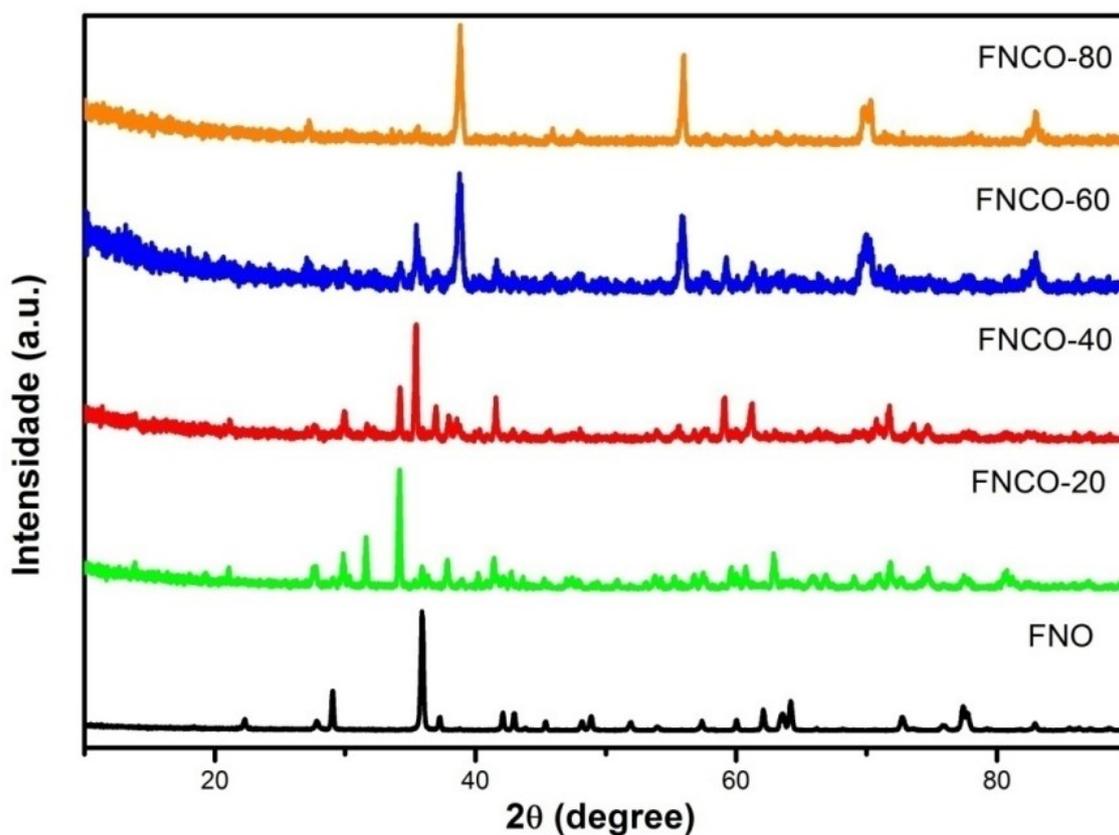
Nesta seção serão discutidos os resultados obtidos referente à análise dos dados obtidos da matriz composta  $FeNbO_4$ (FNO) -  $CaTiO_3$ (CTO), sintetizada através da reação de estado sólido.

##### 4.1 DIFRAÇÃO DE RAIOS-X

A amostra de FNO foi obtida e medida com DRX, obtendo a estrutura cristalina padrão 14015 do *Inorganic Crystalline Structure Database* (ICSD). Para a amostra de FNO todos os picos de difração exibidos na medição experimental correspondem à estrutura

cristalina monoclinica do  $FeNbO_4$  com grupo espacial  $P2_1/c$ . A técnica utilizada foi precisa e nenhuma outra fase foi observada nas imagens de DRX. Os padrões de DRX são mostrados na Figura 27. Os picos de FNO e FNO com a variação na concentração de CTO são mostrados no difratograma.

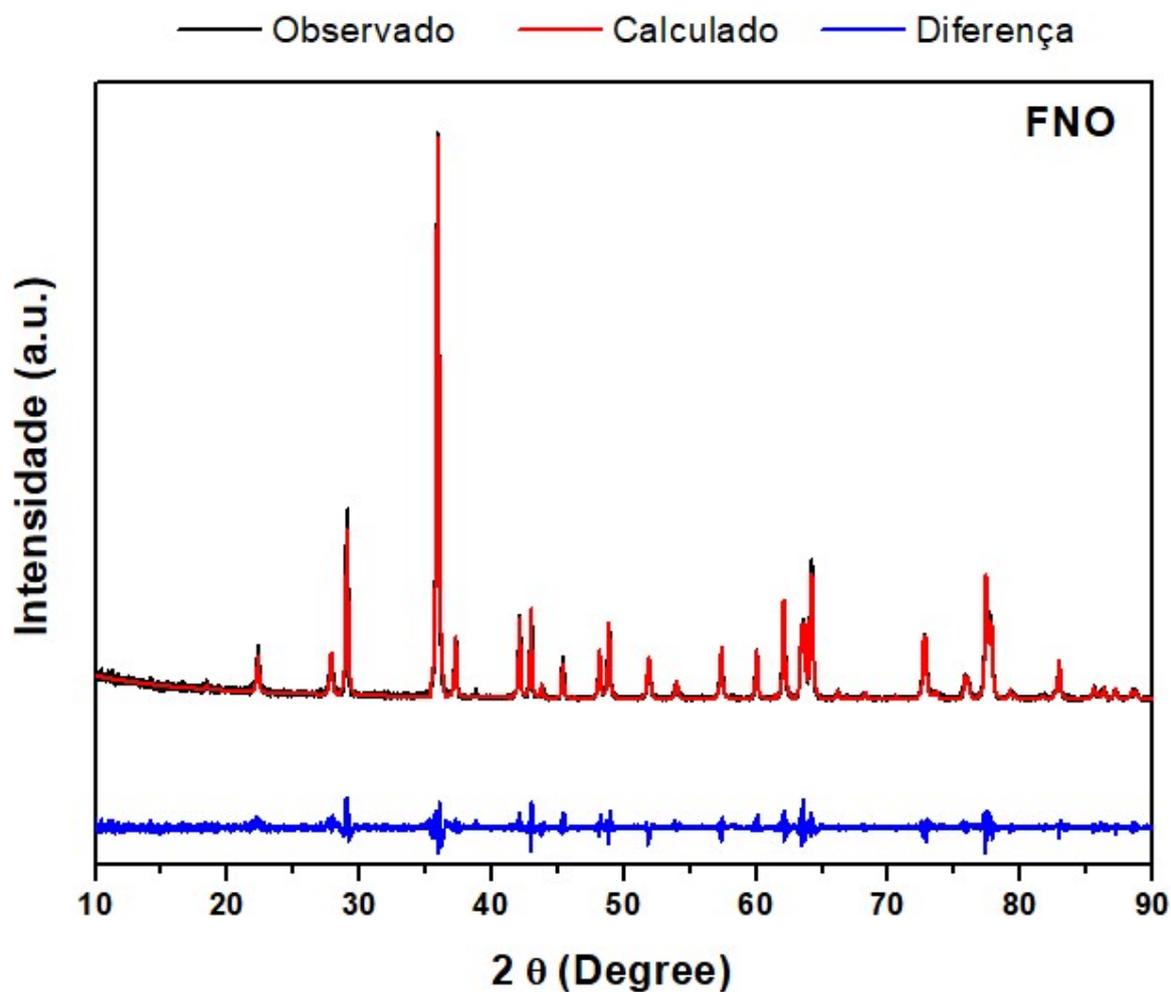
Figura 27 - Difratogramas para amostras de FNO e FNO-CTO



Fonte: Aatoria Própria (2020)

Para a amostra pura de FNO foi realizado o refinamento Rietveld. Obtiveram-se parâmetros residuais em boa conformidade com o padrão ICSD, com  $R_{pw} = 22,07$ ,  $S = 1,42$ ,  $R_{Bragg} = 6,44$ , densidade monocristal =  $5,41 \text{ g.cm}^{-3}$  e os parâmetros da rede mostraram valores aceitáveis para um bom refinamento para medições de difração de pó e próximo ao padrão ICSD usado. Na Figura 28 pode ser observado FNO pura com o refinamento.

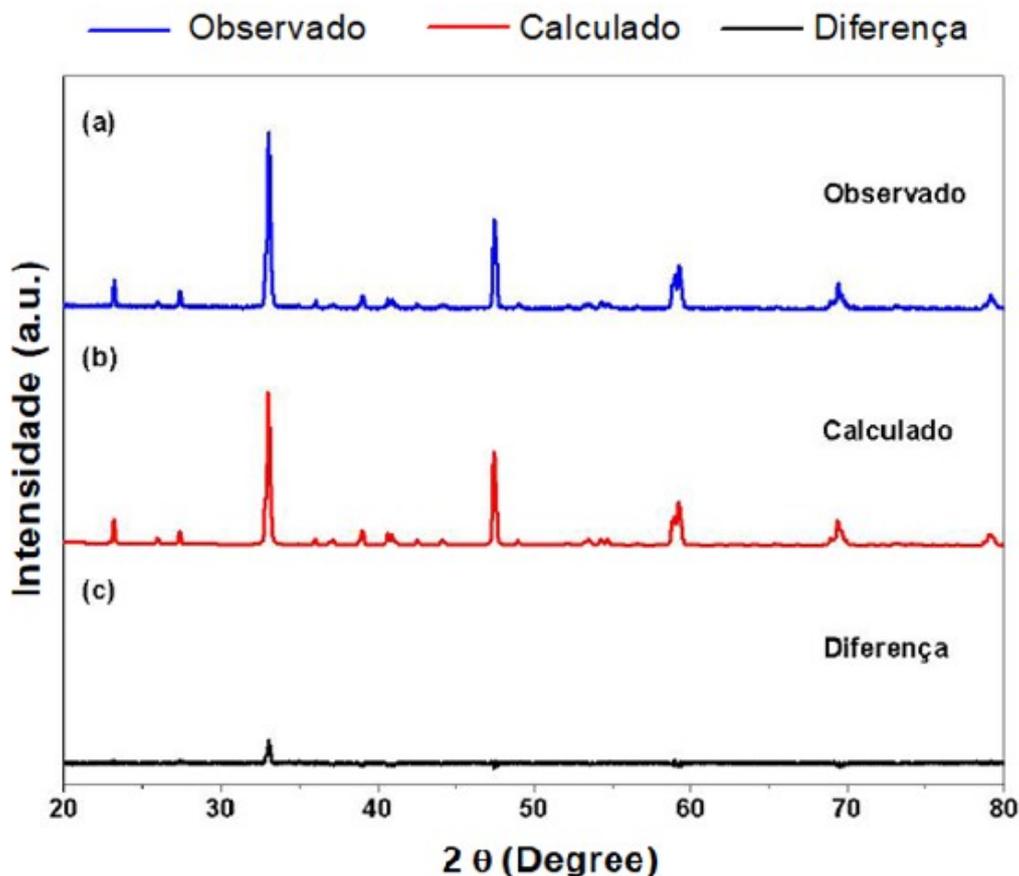
Figura 28 - Refinamento do FNO puro



Fonte: Autoria Própria (2020)

A Figura 29 apresenta o difratograma observado, calculado e a diferença respectiva para o refinamento Rietveld da análise de DRX feita para o pó calcinado do CTO.

Figura 29 - (a) Difratoograma padrão observado, (b) Difratoograma padrão calculado e (c) a diferença entre os padrões observados e calculados do CTO



Fonte: Sales (2016)

Na Figura 29, é possível observar que a diferença entre o difratograma observado e calculado é irrisória, comprovando que o refinamento teve um bom ajuste. Obtiveram-se parâmetros residuais em boa conformidade com o padrão ICSD, com  $R_{pw} = 16,84$ ,  $S = 1,05$ , densidade monocristal =  $4,034 \text{ g.cm}^{-3}$  e os parâmetros da rede mostraram valores aceitáveis para um bom refinamento para medições de difração de pó e próximo ao padrão ICSD usado.

## 4.2 CONSTANTE DIELÉTRICA E TANGENTE DE PERDAS

### 4.2.1 Técnica de Monopolo

Com a medição de Monopolo é possível obter a frequência do modo dominante  $HE_{11\delta}$  e com o auxílio da Equação (14) é possível estimar um valor de permissividade. Com base

nesse valor de permissividade estimado, é possível obter por meio da simulação numérica no *HFSS* os resultados da constante dielétrica ( $\epsilon'$ ) e tangente de perdas ( $\tan \delta$ ). Na Tabela 5 estão resumidos os valores de permissividade calculada ( $\epsilon'_{cal}$ ), constante dielétrica ( $\epsilon'$ ), tangente de perdas ( $\tan \delta$ ) e a frequência, para cada amostra.

Tabela 5 - Valores de Permissividade Calculada ( $\epsilon'_{cal}$ ), Constante Dielétrica ( $\epsilon'$ ), Tangente de Perdas ( $\tan \delta$ ) e Frequência para a Técnica de Monopolo

Amostra	$\epsilon'_{cal}$	$\epsilon'$	$\tan \delta$	Frequência (GHz)
FNO	27,6	25	0,3	3,473
FNCO20	16,51	16,2	0,06	3,913
FNCO40	30,69	31,5	0,08	2,966
FNCO60	42,06	45	0,01	2,534
FNCO80	58,2	61,5	0,08	2,159

De acordo com os resultados resumidos na Tabela 5, observa-se que o valor da permissividade varia de 25 até 61,5. O aumento da concentração de CTO nas amostras aumentou o valor da permissividade do compósito, sendo o maior valor  $\epsilon' = 61,5$  (80% em peso de CTO). Esse aumento de permissividade causado pela adição de CTO era esperado, pois a permissividade do CTO sendo  $\epsilon' = 160$  é muito maior que a permissividade do FNO que é  $\epsilon' = 25$ . Outro efeito da adição de CTO na matriz FNO foi a redução do valor das perdas dielétricas quando as amostras 20, 40, 60 e 80 são comparadas ao FNO puro. Esse efeito de redução também era esperado, pois o valor da tangente de perdas do CTO é  $\tan \delta = 1,43 \times 10^{-4}$ , sendo muito menor que o valor da perda dielétrica do FNO,  $\tan \delta = 3 \times 10^{-2}$ . Esses valores de perda dielétrica foram obtidos por simulação numérica no *HFSS*. As frequências das amostras variaram entre 2,159 GHz e 3,913 GHz, dentro da faixa de frequência da Banda S, podendo-se observar que os valores de frequência diminuem com o aumento da concentração de CTO nas amostras.

#### 4.2.2 Medição de Hakki-Coleman

Para a técnica de Hakki-Coleman, obteve-se os seguintes dados que estão resumidos na Tabela 6. Aplicando este método de análise nas amostras, foi possível obter os dados de permissividade, tangente de perdas e a frequência, como pode ser observado.

Pode-se observar que inicialmente com a adição de CTO fez com que a permissividade aumentasse de 12,49 (FNO puro) para valores acima de 37, como se observa no FNCO20, FNCO40 e FNCO60. Ocorrendo uma diminuição no valor de permissividade em FNCO80. A tangente de perdas inicia em 0,028 para o FNO puro, depois aumenta nas amostras FNCO20 e FNCO40 e por fim volta a diminuir na amostra FNCO60 até chegar a 0,029 em FNCO80. Já a frequência se mantém estável para as amostras de FNCO20, FNCO40 e FNCO60, se mantendo em aproximadamente 4,6 GHz, enquanto para o FNO puro e FNCO80 as frequências se mantêm acima de 7 GHz. Pode-se observar que para os menores valores de permissividade obtiveram-se os maiores valores de frequência.

Tabela 6 - Valores de constante dielétrica ( $\epsilon'$ ), Tangente de Perdas ( $\tan \delta$ ) e Frequência para a Técnica de Hakki-Coleman

Amostra	$\epsilon'$	$\tan \delta$	Frequência (GHz)
FNO	12,49	0,028	8,154
FNCO20	38,40	0,072	4,532
FNCO40	37,37	0,078	4,678
FNCO60	38,21	0,044	4,611
FNCO80	11,15	0,029	7,449

Os resultados desta tabela ressoam na banda X, inicialmente e migram para a banda S, sendo que a última medida subiu de frequência e foi para a banda C. Isso ocorreu, provavelmente porque a impedância não estava bem casada na faixa de frequência da banda S, e talvez tenha ressoado em um modo superior na banda C, elevando a frequência e fazendo com que a permissividade caia.

### 4.2.3 Medição de Microfita MC1

Para a medição em microfita na placa pequena (MC1), obtiveram-se os seguintes dados que estão resumidos na Tabela 7. Aplicando este método nas amostras foi possível obter os dados de permissividade, tangente de perdas e a frequência. As amostras com adição de CTO demonstram que ao passo que a concentração de CTO foi aumentando, também aumentou o valor de suas constantes dielétricas. Das amostras 20 até a 80 houve uma progressão no valor da permissividade. O FNO puro teve uma perda dielétrica bastante alta ( $\tan \delta = 10 \times 10^{-2}$ ), principalmente quando comparada as outras amostras, a adição do CTO fez com o valor da tangente de perdas diminuísse de forma considerável.

Tabela 7 - Valores de constante dielétrica ( $\epsilon'$ ), Tangente de Perdas ( $\tan \delta$ ) e Frequência para a medição em Microfita MC1

Amostra	$\epsilon'$	$\tan \delta$	Frequência (GHz)
FNO	27	0,1	3,289
FNCO20	16,6	0,01	4,291
FNCO40	31,2	0,03	2,993
FNCO60	40	0,011	2,635
FNCO80	65	0,01	2,275

Também foi possível observar que do FNCO20 até o FNCO80, o aumento da concentração de CTO, também ocasionou a diminuição dos valores de frequência. Com isso, pode-se afirmar que as frequências das amostras FNO, FNCO40, FNCO60 e FNCO80 se encaixam na Banda S, enquanto o FNCO20 se enquadra na Banda C. Semelhante ao que já foi discutido na seção anterior, isso pode ter ocorrido, provavelmente porque a impedância não estava bem casada na faixa de frequência da banda S, e talvez tenha ressoado em um modo superior na banda C, elevando a frequência e fazendo com que a permissividade caia ao invés de subir.

#### 4.2.4 Medição de Microfita MC2

A medição em microfita na placa grande (MC2) obteve-se os seguintes dados que estão resumidos na Tabela 8.

Comparando a medição de Microfita MC1 com a Microfita MC2, pode-se observar que os valores de permissividade deram próximos, e que da amostra FNCO20 até FNCO80 observa-se que conforme a concentração de CTO foi aumentando também foi aumentando o valor de permissividade. Outra semelhança também se observa nos valores das frequências, que deram valores próximos, fazendo com que as frequências das amostras FNO, FNCO40, FNCO60 e FNCO80 continuassem na Banda S e o FNCO20 na Banda C.

Tabela 8 - Valores de constante dielétrica ( $\epsilon'$ ), Tangente de Perdas ( $\tan \delta$ ) e Frequência para a medição em Microfita MC2

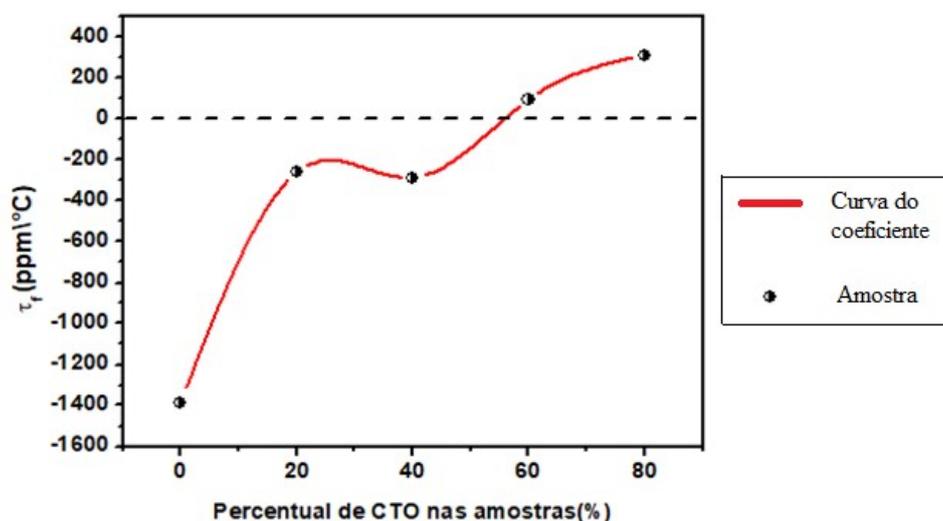
Amostra	$\epsilon'$	$\tan \delta$	Frequência (GHz)
FNO	19,5	0,03	3,527
FNCO20	16	0,08	4,264
FNCO40	30	0,04	2,976
FNCO60	39	0,09	2,619
FNCO80	61	0,01	2,347

A tangente de perdas foi o resultado que apresentou maior discrepância quando se é comparadas as duas medições, pois na Microfita MC2 todas as amostras obtiveram um valor de tangente de perdas mais baixo. Assim como nas seções anteriores, provavelmente a impedância não estava bem casada na faixa de frequência da banda S, e talvez tenha ressoado em um modo superior na banda C, elevando a frequência e fazendo com que a permissividade caia ao invés de subir.

### 4.3 COEFICIENTE DE TEMPERATURA NA FREQUÊNCIA RESSONANTE

A Figura 30 e a Tabela 9 mostram a dependência do coeficiente de temperatura na ressonância de frequência com o percentual de CTO na composição das amostras.

Figura 30 - Coeficiente de temperatura na frequência da ressonância das amostras



Fonte: Autoria Própria (2020)

Tabela 9 - Valores de  $\tau_f$  para cada amostra

Amostra	$\tau_f$ (ppm/°C)
FNO	-1390
FNCO20	-260
FNCO40	-288
FNCO60	95
FNCO80	312

Pode-se observar que o  $\tau_f$  do FNO é próximo a  $-1293 \text{ ppm } ^\circ\text{C}^{-1}$ , muito distante do valor  $0 \text{ ppm } ^\circ\text{C}^{-1}$ , que é o desejado para a estabilidade térmica. Porém, a adição do CTO, que é um material com  $\tau_f$  positivo de  $850 \text{ ppm } ^\circ\text{C}^{-1}$ , faz com que a estabilidade térmica possa ser alcançada de acordo com a proporção de CTO adicionada as amostras. A partir da Figura 30 e da Tabela 9, pode-se deduzir que em algum ponto entre as amostras FNCO40 e FNCO60 o  $\tau_f$

chega à zero, sendo a amostra com 60% de CTO, a amostra com  $\tau_f$  mais próximo ao valor desejado. Fazendo uma aproximação a partir da Figura 30, pode-se estimar que o valor próximo a 55% de CTO na amostra se aproximaria ainda mais do  $\tau_f$  com valor igual a zero, porém, é necessário um estudo mais detalhado para se descobrir com maior precisão essa porcentagem.

#### 4.4 PARÂMETROS DE ANTENAS DAS DRA

##### 4.4.1 Técnica do Monopolo

###### 4.4.1.1 Parâmetro $S_{11}$

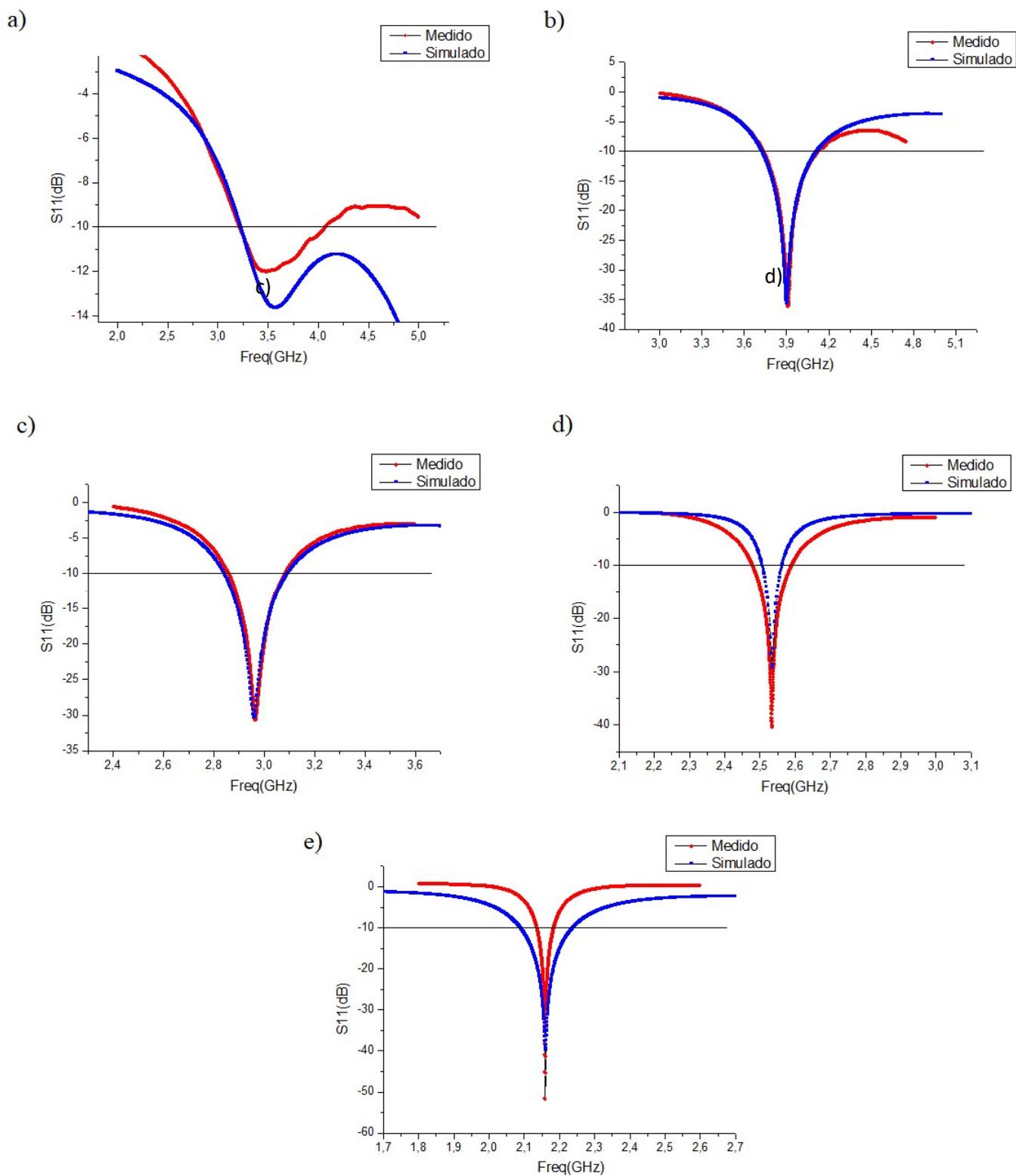
Na Tabela 10 estão os valores obtidos para o parâmetro  $S_{11}$  (medidos e simulados), frequência de ressonância (GHz) e largura de banda (MHz) para a configuração de Monopolo sobre o plano de terra e na Figura 31 podem-se visualizar os gráficos de  $S_{11}$  (medidos e simulados).

Tabela 10 - Valores medidos e simulados de  $S_{11}$  (dB), frequência de ressonância (GHz) e largura de banda (MHz)

Amostra	$S_{11}$ (dB)		Frequência de operação (GHz)		Largura de Banda (MHz)	
	Simulado	Medido	Simulado	Medido	Simulado	Medido
FNO	-13,64	-12,01	3,575	3,473	---	870
FNCO20	-35,66	-36,18	3,910	3,913	394	394
FNCO40	-30,24	-30,76	2,962	2,966	243	222
FNCO60	-29,68	-40,22	2,539	2,534	56	112
FNCO80	-38,60	-51,62	2,160	2,159	146	47

A seguir, os gráficos de  $S_{11}$  comparando valores medidos e valores simulados para obtenção da permissividade elétrica relativa e da tangente de perdas.

Figura 31 - Parâmetro S11 para as amostras (a) FNO, (b) FNCO20, (c) FNCO40, (d) FNCO60 e (e) FNCO80



Fonte: Autoria Própria (2021)

Analisando a Figura 31 e a Tabela 10, pode-se observar que houve boa concordância entre os resultados simulados e medidos. De forma geral, todas as antenas apresentaram um baixo valor de  $S_{11}$  para a configuração de alimentação por Monopolo. Comparando as frequências de ressonância simuladas e medidas de cada amostra, foram obtidos valores próximos, o que denota uma boa uniformidade dos resultados. As amostras também obtiveram bons resultados de largura de banda, exceto a simulação da amostra FNO.

#### 4.4.1.2 Carta de Smith

Na Tabela 11 podem-se visualizar os valores de impedância medidos e a frequência para cada amostra.

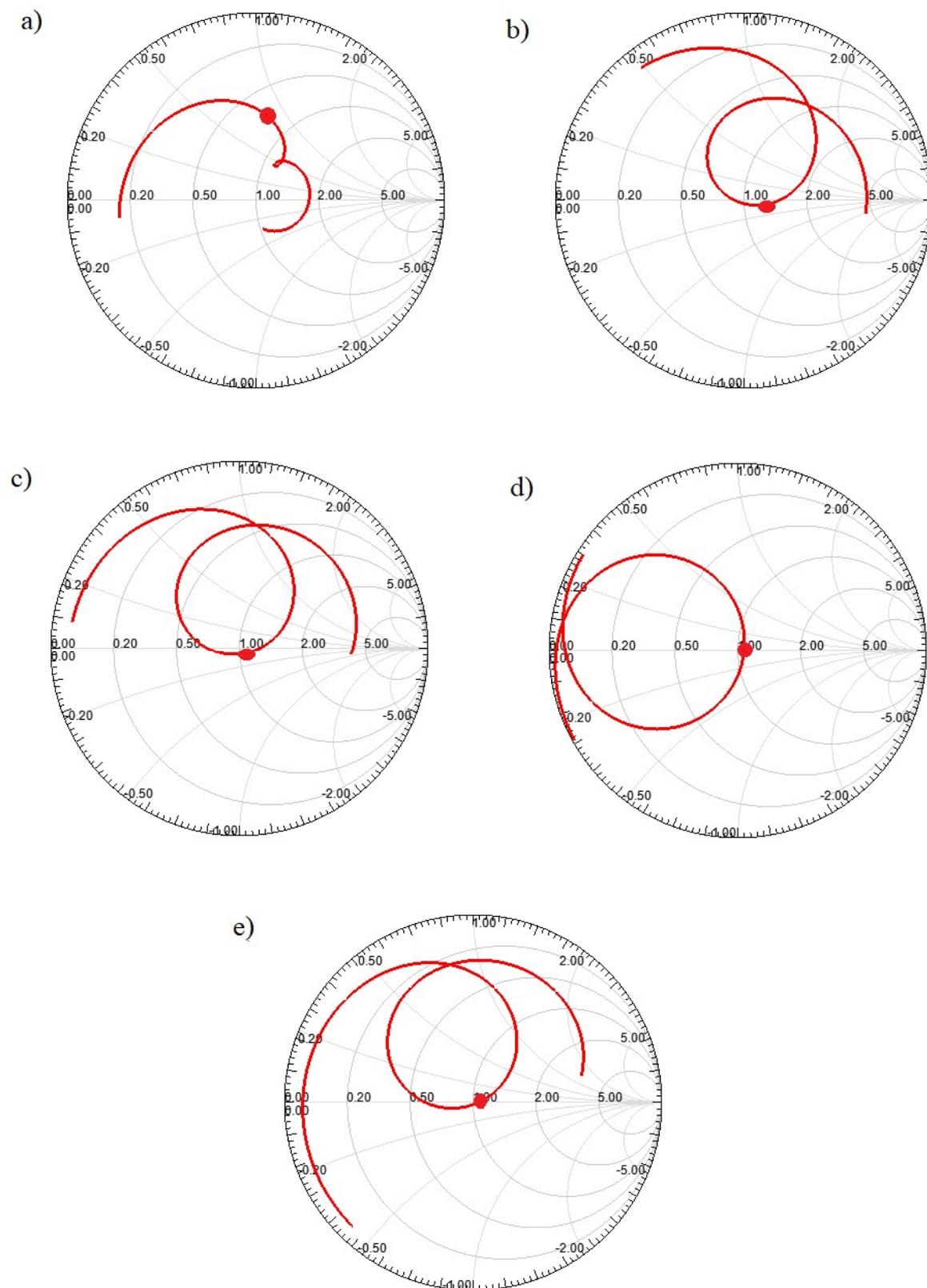
Tabela 11 - Valores para a Carta de Smith do Monopolo

Amostra	Frequência (GHz)	Z ( $\Omega$ )
FNO	3,473	48,1 + j22,45 $\Omega$
FNCO20	3,913	46,8 - j0,595
FNCO40	2,966	47 - j3 $\Omega$
FNCO60	2,534	53,5 + j0,675 $\Omega$
FNCO80	2,159	50,85 - j0,785

Observa-se a partir da Tabela 11 um bom casamento de impedância das DRAs, exceto para a amostra de FNO pura, em que a parte imaginária teve seu valor acima do desejado, porém a parte real ficou muito próxima de 50  $\Omega$ .

Na Figura 32 podem ser observados os gráficos da carta de Smith (apenas os medidos).

Figura 32 - Cartas de Smith para medição de Monopolo (a) FNO, (b) FNCO20, (c) FNCO40, (d) FNCO60 e (e) FNCO80



Fonte: Autoria Própria (2021)

A Figura 32 e a Tabela 11 demonstram os padrões de impedância para as antenas na medição de Monopolo. Os resultados mostram que houve bom casamento de impedância das antenas com relação ao padrão de  $50\Omega$ .

#### 4.4.1.3 Diagrama de radiação de ganho total

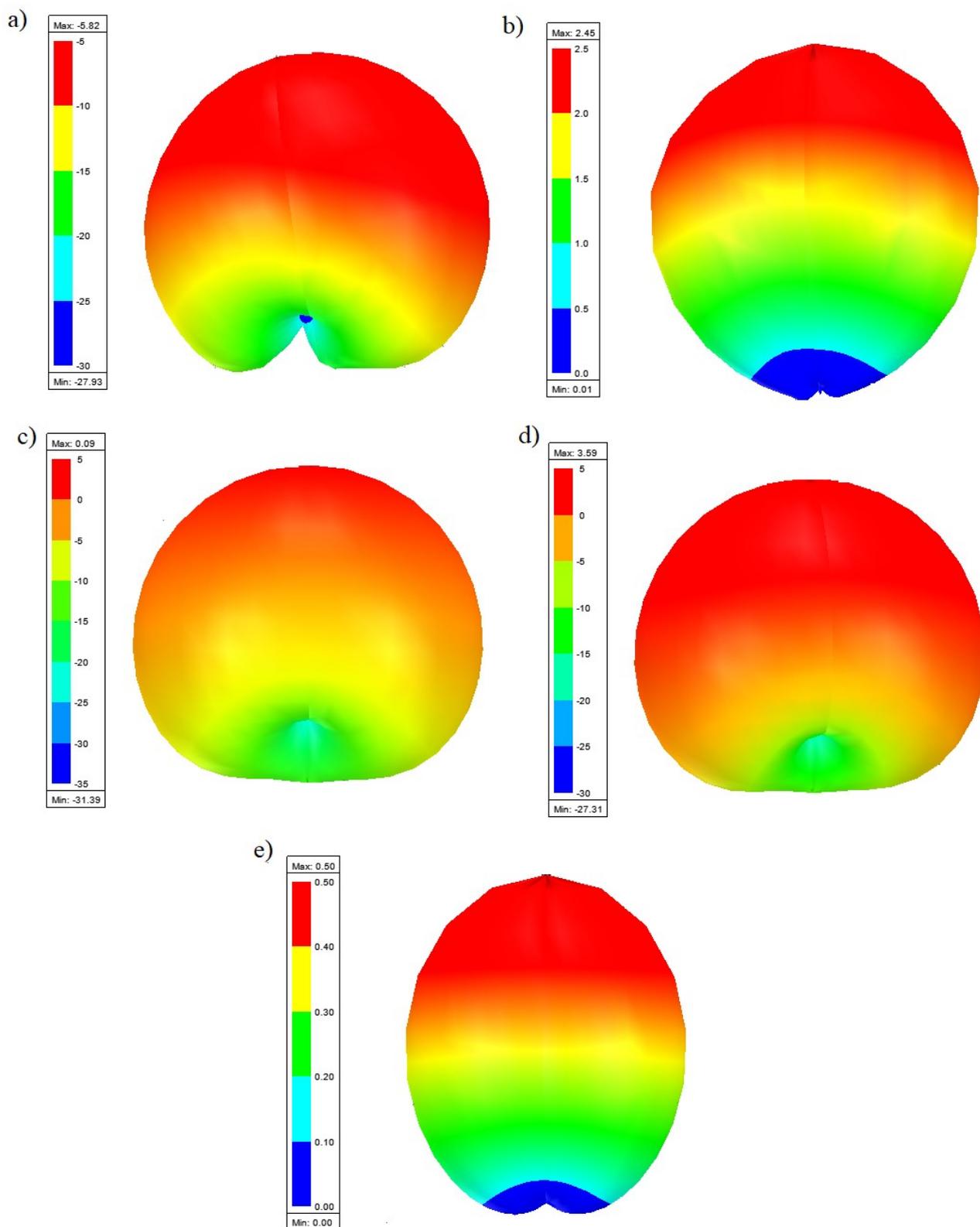
Na Tabela 12 podem-se visualizar os valores de ganho máximo e de ganho mínimo para cada amostra.

Tabela 12 - Valores de máximo e de mínimo dos Diagramas de Radiação

Amostra	Máximo (dB)	Mínimo (dB)
FNO	-5,82	-27,93
FNCO20	2,45	0,01
FNCO40	0,09	-31,39
FNCO60	3,59	-27,31
FNCO80	0,50	0,00

Na Figura 33 podem-se observar os diagramas de radiação de ganho total para as antenas. Nos diagramas de radiação 3D se observa um ganho mais baixo para a amostra pura de FNO pura, mas o ganho nas amostras de 20%, 40% e 60% estão entre 2 dB e 5 dB, caindo para 0,5 dB para a amostra de 80%. O padrão de radiação da DRA está associado à intensidade de campo relativo radiado em determinada direção do espaço tridimensional.

Figura 33 - Diagrama de radiação de ganho total (em dB) para a configuração de Monopolo (a) FNO, (b) FNCO20, (c) FNCO40, (d) FNCO60 e (e) FNCO80



Fonte: Autorial Própria (2021)

Percebe-se que há radiação na direção superior do plano de terra com distribuição angular em  $\varphi$  (ângulo no plano) quase uniforme. Pequena parte da radiação é direcionada para o hemisfério abaixo do plano de terra, de acordo com o diagrama de radiação, como esperado devido ao tamanho finito do plano de terra.

#### 4.4.2 Medição de Microfita MC1

##### 4.4.2.1 Parâmetro $S_{11}$

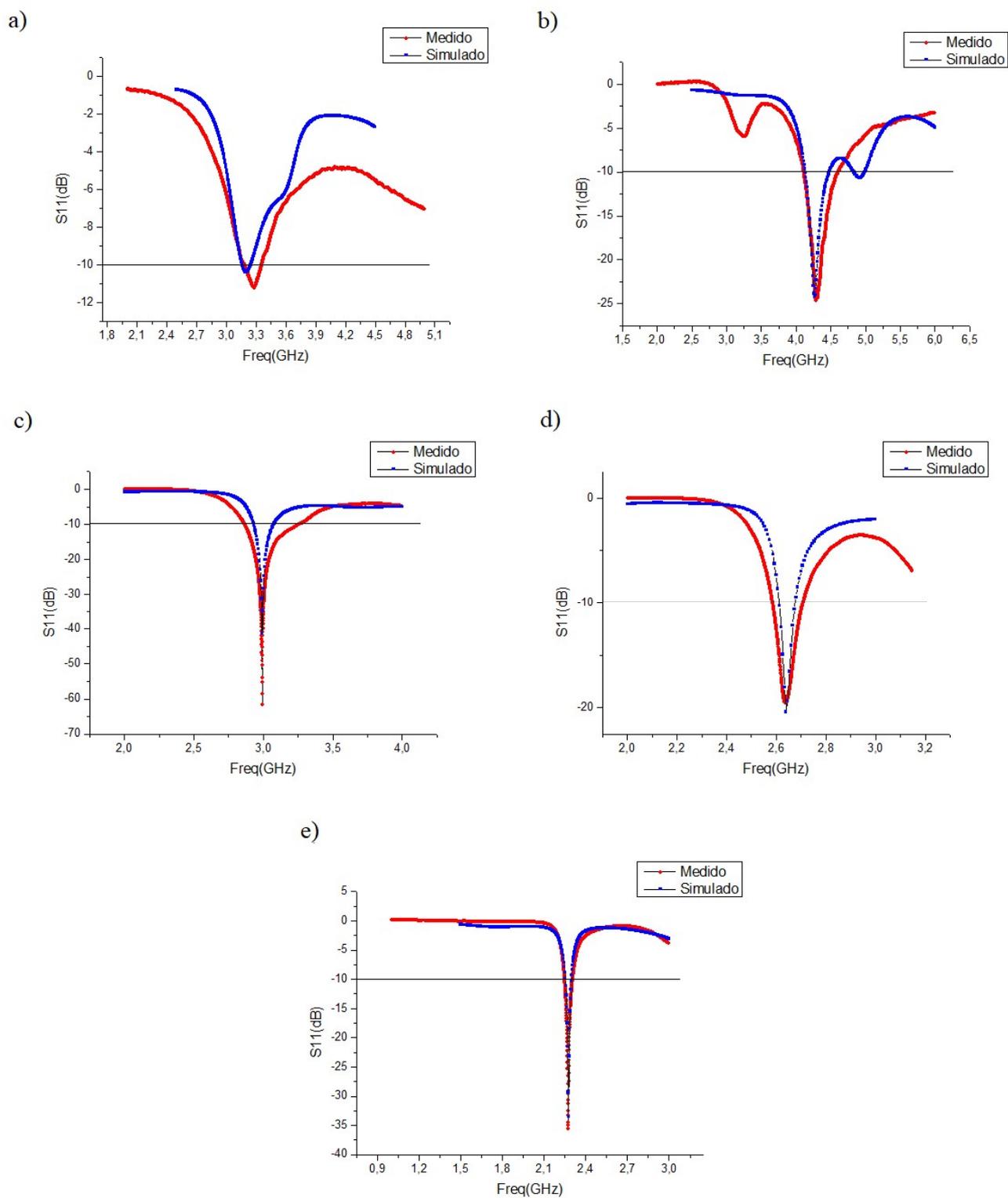
Na Tabela 13 podem-se visualizar os valores de  $S_{11}$  em dB, frequência (GHz) e largura de banda (MHz) e na Figura 34 os gráficos para o parâmetro  $S_{11}$  (medidos e simulados) na configuração de Microfita MC1.

Tabela 13 - Valores medidos e simulados de  $S_{11}$  (dB), frequência de ressonância (GHz) e largura de banda (MHz)

Amostra	$S_{11}$ (dB)		Frequência (GHz)		Largura de Banda (MHz)	
	Simulado	Medido	Simulado	Medido	Simulado	Medido
FNO	-10,31	-11,21	3,210	3,289	80	172
FNCO20	-24,26	-24,48	4,278	4,291	370	503
FNCO40	-42,05	-61,60	2,997	2,993	150	409
FNCO60	-20,39	-19,52	2,64	2,635	79	122
FNCO80	-33,49	-34,96	2,276	2,275	55	55

A partir da Tabela 13 percebe-se uma excelente concordância entre os resultados simulados e medidos de  $S_{11}$ , exceto para o a amostra de FNO pura que não teve um casamento de impedância tão bom, resultando em uma ressonância mais tímida, tanto na simulação quanto na medição. Isso resulta em uma largura de banda mais estreita, uma frequência de ressonância menos sintonizada e no limite do interesse para funcionamento como antena. Na Figura 34 são mostrados os respectivos gráficos para cada amostra.

Figura 34 - Parâmetro  $S_{11}$  para as amostras (a) FNO, (b) FNCO20, (c) FNCO40, (d) FNCO60 e (e) FNCO80



Fonte: Autoria Própria (2021)

Analisando a Figura 34 e a Tabela 13, pode-se observar que houve boa concordância entre os resultados simulados e medidos. No geral, todas as antenas apresentaram um baixo valor de  $S_{11}$ . Foram obtidos valores próximos, comparando-se as frequências de ressonância simuladas e medidas de cada amostra, o que denota uma boa uniformidade dos resultados.

#### 4.4.2.2 Carta de Smith

Na Tabela 14 podem-se visualizar os valores de impedância e frequência de ressonância (GHz) para cada amostra e na Figura 35 os gráficos da carta de Smith (apenas os resultados medidos).

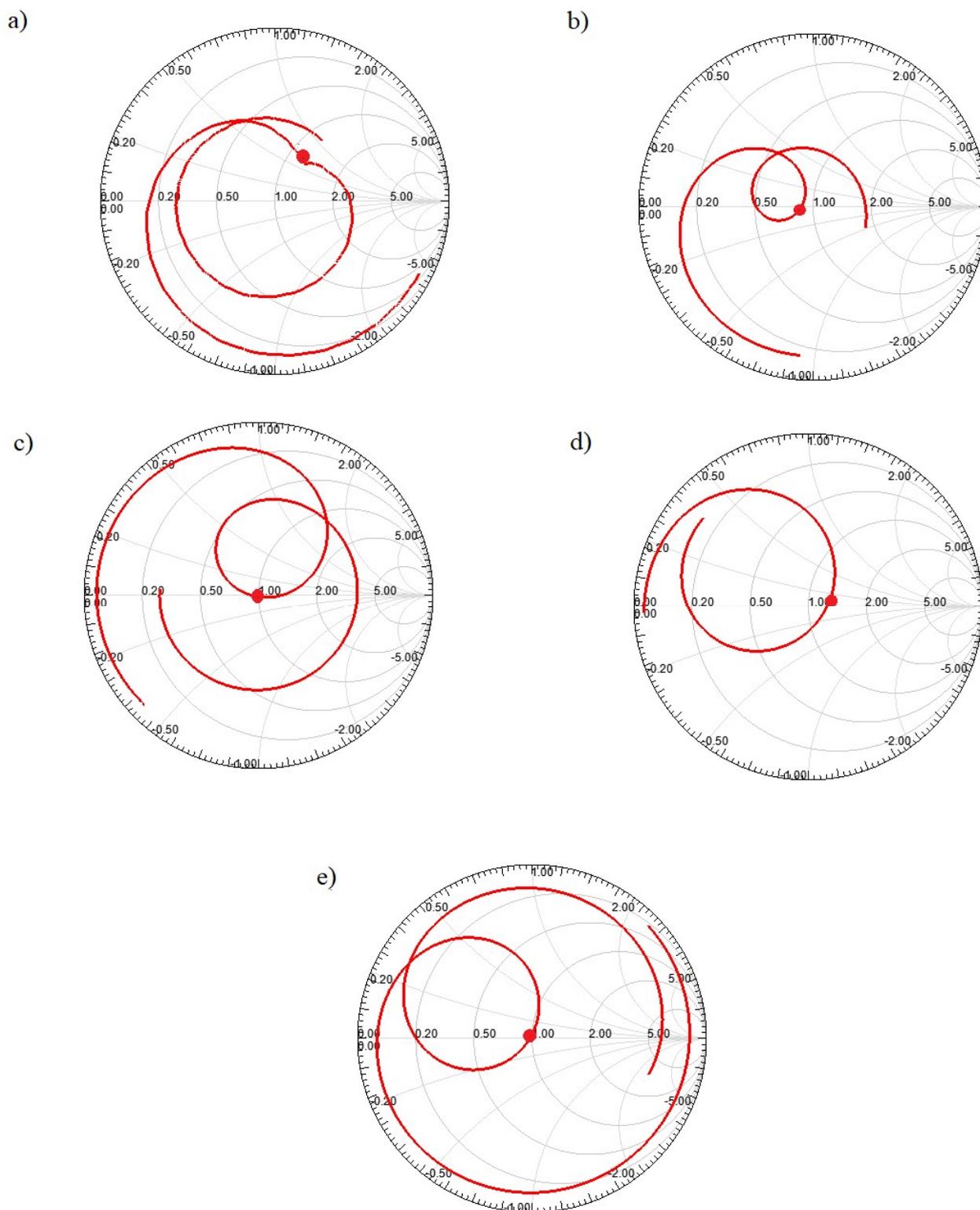
Tabela 14 - Valores para a Carta de Smith do Microfita MC1

Amostra	Frequência (GHz)	Z ( $\Omega$ )
FNO	3,289	62,75 + j29,4
FNCO20	4,291	44,55 + j1,8
FNCO40	2,993	50,33 - j0,775
FNCO60	2,635	62,5 + j1,77
FNCO80	2,275	50,45 + j3,415

De acordo com a Tabela 14 pode ser observado que o casamento de impedância obteve um bom resultado nas amostras FNCO20, FNCO40 e FNCO80, porém as amostras FNO e FNCO60 obtiveram um casamento de impedância com valores um pouco distantes do que era esperado, onde o gráfico da Carta está mais distante do ponto central que representa a impedância de  $50 + j 0 \Omega$ .

Abaixo são apresentados os gráficos da Carta de Smith na Figura 35, para fins de comparação com os valores da Tabela 14.

Figura 35 - Cartas de Smith para medição de Microfita MC1 (a) FNO, (b) FNCO20, (c) FNCO40, (d) FNCO60 e (e) FNCO80



Fonte: Autoria Própria (2021)

A Figura 35 e a Tabela 14 demonstram os padrões de impedância para as antenas na medição de Microfita MC1. Em geral, os resultados mostram que houve bom casamento de impedância das antenas com relação ao padrão de  $50\Omega$ , exceto para a amostra FNO e FNCO60, que não tiveram um casamento tão próximo de  $50\Omega$  como as demais amostras.

#### 4.4.2.3 Diagrama de radiação de ganho total

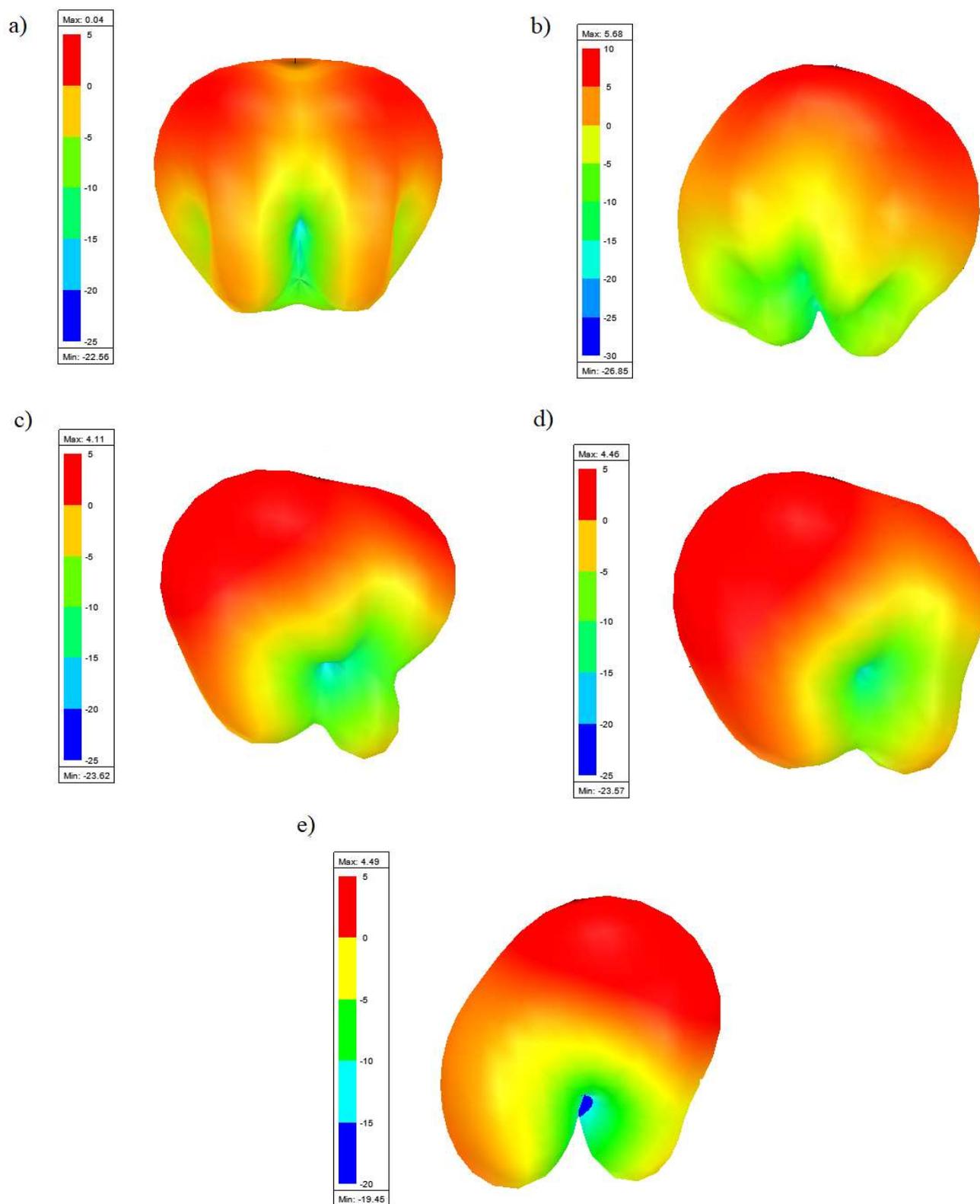
Na Tabela 15 podem-se visualizar os valores de ganho máximo e mínimo para cada amostra e na Figura 36 os diagramas de radiação de ganho total para as antenas

Tabela 15 - Valores de máximo e de mínimo dos Diagramas de Radiação

Amostra	Máximo (dB)	Mínimo (dB)
FNO	0,04	-22,56
FNCO20	5,68	-26,85
FNCO40	4,11	-23,62
FNCO60	4,46	-23,57
FNCO80	4,49	-19,45

Os diagramas de radiação 3D, a seguir na Figura 36, tem um comportamento um pouco diferente dos anteriores, se observa um ganho maior que os anteriores bem próximos de 5 dB para a maior parte das amostras.

Figura 36 - Diagrama de radiação de ganho total (em dB) para a configuração de Microfita MC1  
(a) FNO, (b) FNCO20, (c) FNCO40, (d) FNCO60 e (e) FNCO80



Fonte: Autoria Própria (2021)

Percebe-se também, que há radiação na direção superior do plano de terra com distribuição angular em  $\varphi$  (ângulo no plano) menos uniforme que nos casos anteriores. Também se observa que pequena parte da radiação é direcionada para o hemisfério abaixo do plano de terra, de acordo com o diagrama de radiação, como esperado devido ao tamanho finito do plano de terra.

#### 4.4.3 Medição de Microfita MC2

##### 4.4.3.1 Parâmetro $S_{11}$

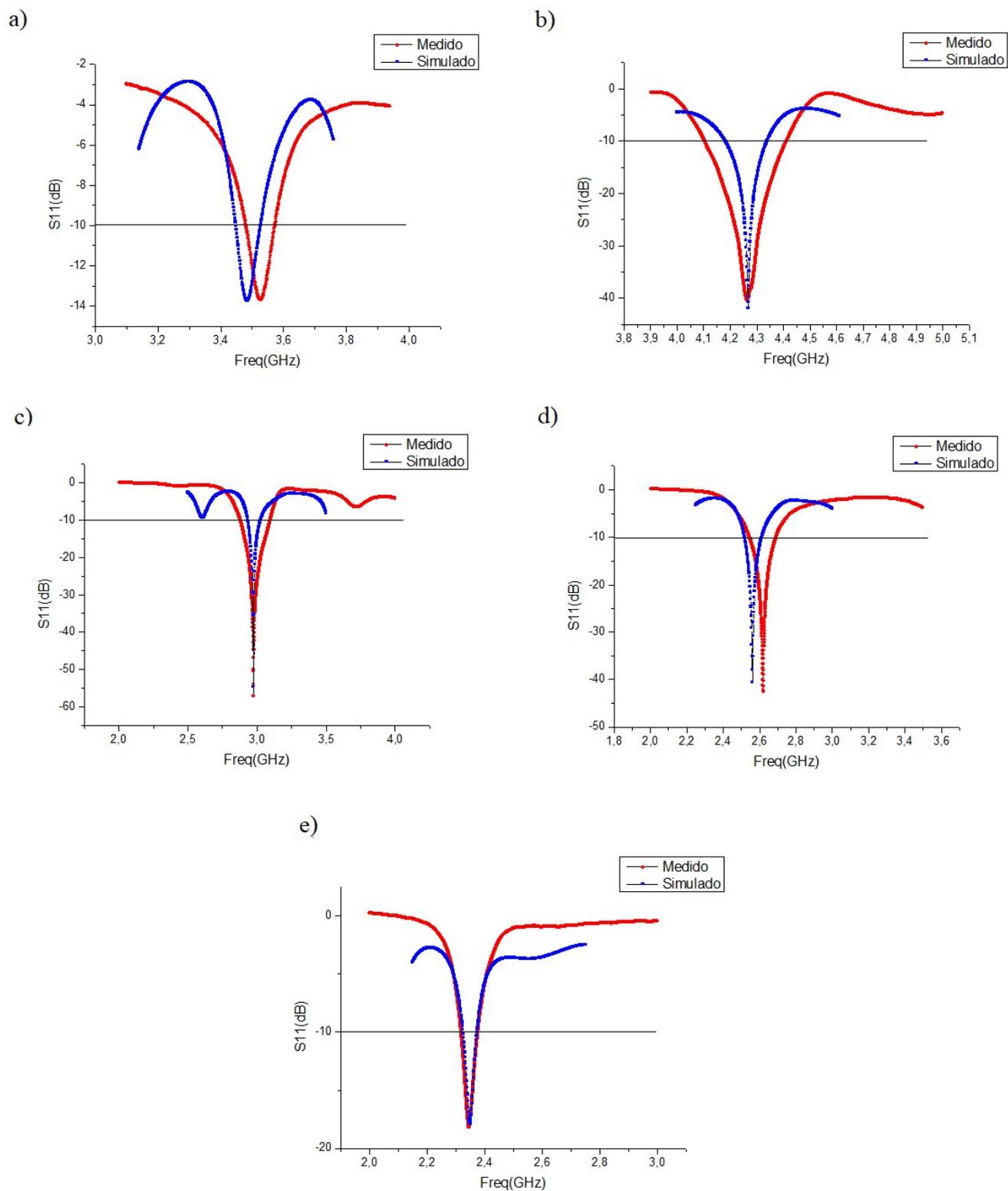
Na Tabela 16 podem-se observar os valores de  $S_{11}$ , frequência de ressonância e largura de banda e na Figura 37 podem-se observar os gráficos para o parâmetro  $S_{11}$  (medidos e simulados) na configuração de Microfita MC2.

Tabela 16 - Valores medidos e simulados de  $S_{11}$  (dB), frequência de ressonância (GHz) e largura de banda (MHz)

Amostra	$S_{11}$ (dB)		Frequência (GHz)		Largura de Banda (MHz)	
	Simulado	Medido	Simulado	Medido	Simulado	Medido
FNO	-13,73	-13,69	3,486	3,527	79	93
FNCO20	-41,89	-40,49	4,267	4,264	153	305
FNCO40	-54,54	-53,98	2,975	2,976	94	214
FNCO60	-40,61	-42,56	2,562	2,619	90	142
FNCO80	-17,79	-18,17	2,350	2,347	50	56

De forma geral, a Tabela 16 apresenta bons resultados de  $S_{11}$ , em que se observam valores abaixo de -10 dB, e bons resultados de largura de banda. Na Figura 37 podem ser observados os gráficos de  $S_{11}$  para fins de comparação entre os resultados.

Figura 37 - Parâmetro  $S_{11}$  para as amostras (a) FNO, (b) FNCO20, (c) FNCO40, (d) FNCO60 e (e) FNCO80



Fonte: Autoria Própria (2021)

A partir da Figura 37 e a Tabela 16, é possível observar que houve uma boa concordância entre os resultados simulados e medidos. De forma geral, todas as antenas apresentaram um baixo valor de  $S_{11}$ . Foram obtidos valores próximos, comparando-se as frequências de ressonância simuladas e medidas de cada amostra, o que denota uma boa uniformidade dos resultados.

#### 4.4.3.2 Carta de Smith

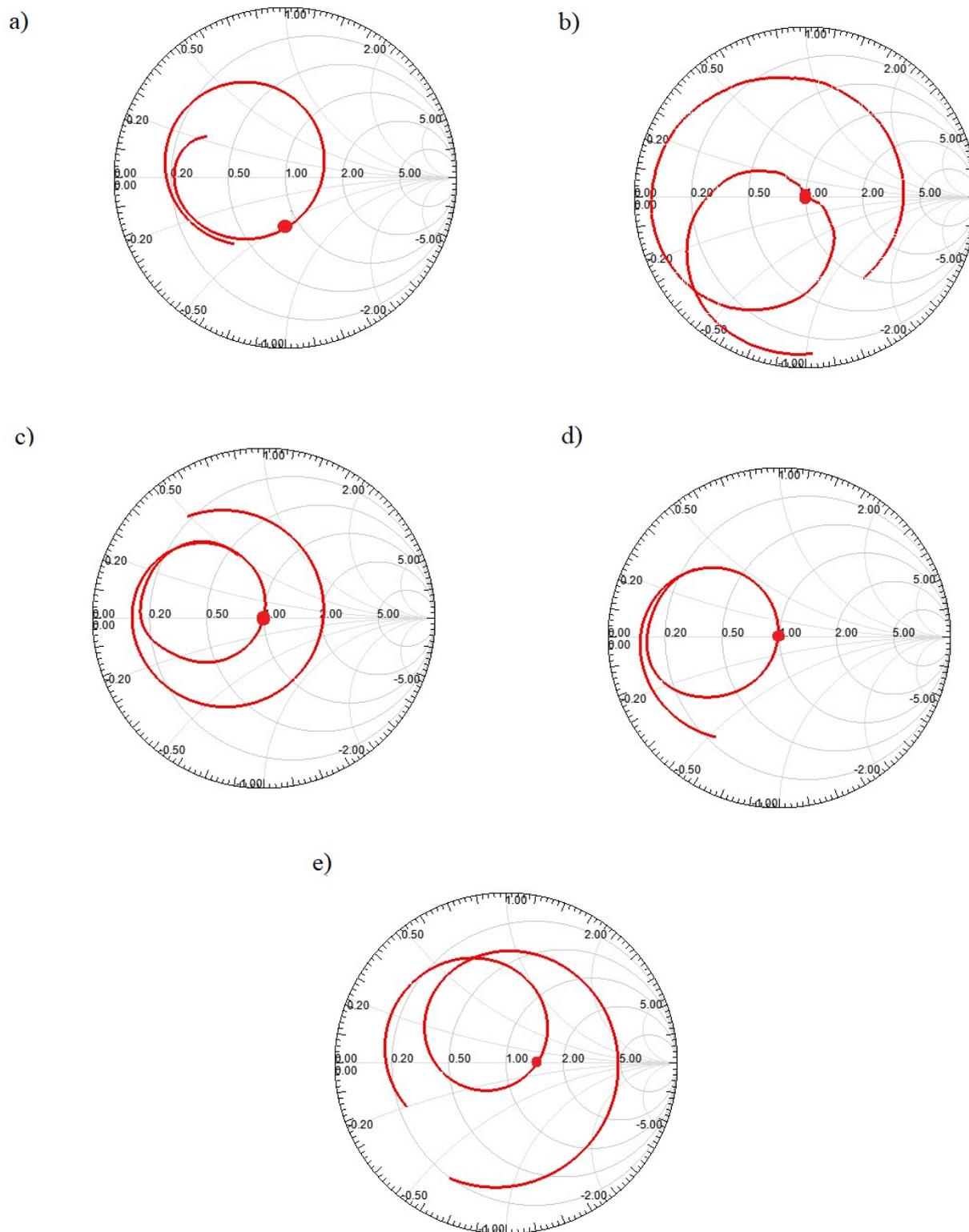
Na Tabela 17 podem-se visualizar os valores de impedância para cada amostra e na Figura 38 podem-se visualizar os gráficos da carta de Smith.

Tabela 17 - Valores para a Carta de Smith do Microfita MC2

Amostra	Frequência (GHz)	Z ( $\Omega$ )
FNO	3,527	41,7 – j27,15
FNCO20	4,264	49,9 + j1,025
FNCO40	2,976	50,17 + j1,735
FNCO60	2,619	49,1 – j0,21
FNCO80	2,347	68,34 – j4,325

Semelhante ao que ocorreu nas medidas anteriores, de forma geral, os casamentos de impedância apresentaram resultados satisfatórios, exceto a amostra de FNO pura e a FNCO80, em que a parte real das duas amostras ficaram um pouco distante do valor de  $50\Omega$  e a parte imaginária relativamente alta, como pode ser observado na Figura 38 a partir dos gráficos de Carta de Smith.

Figura 38 - Cartas de Smith (a) FNO, (b) FNCO20, (c) FNCO40, (d) FNCO60 e (e) FNCO80



Fonte: Autoria Própria (2021)

A Figura 38 e a Tabela 17 demonstram os padrões de impedância para as antenas na medição de Microfita MC2. Em geral, os resultados mostram que houve bom casamento de impedância das antenas com relação ao padrão de  $50\Omega$ , exceto para as amostras FNO e FNCO80, que não tiveram um casamento tão próximo de  $50\Omega$  como as demais amostras.

#### 4.4.3.3 Diagrama de irradiação de ganho total

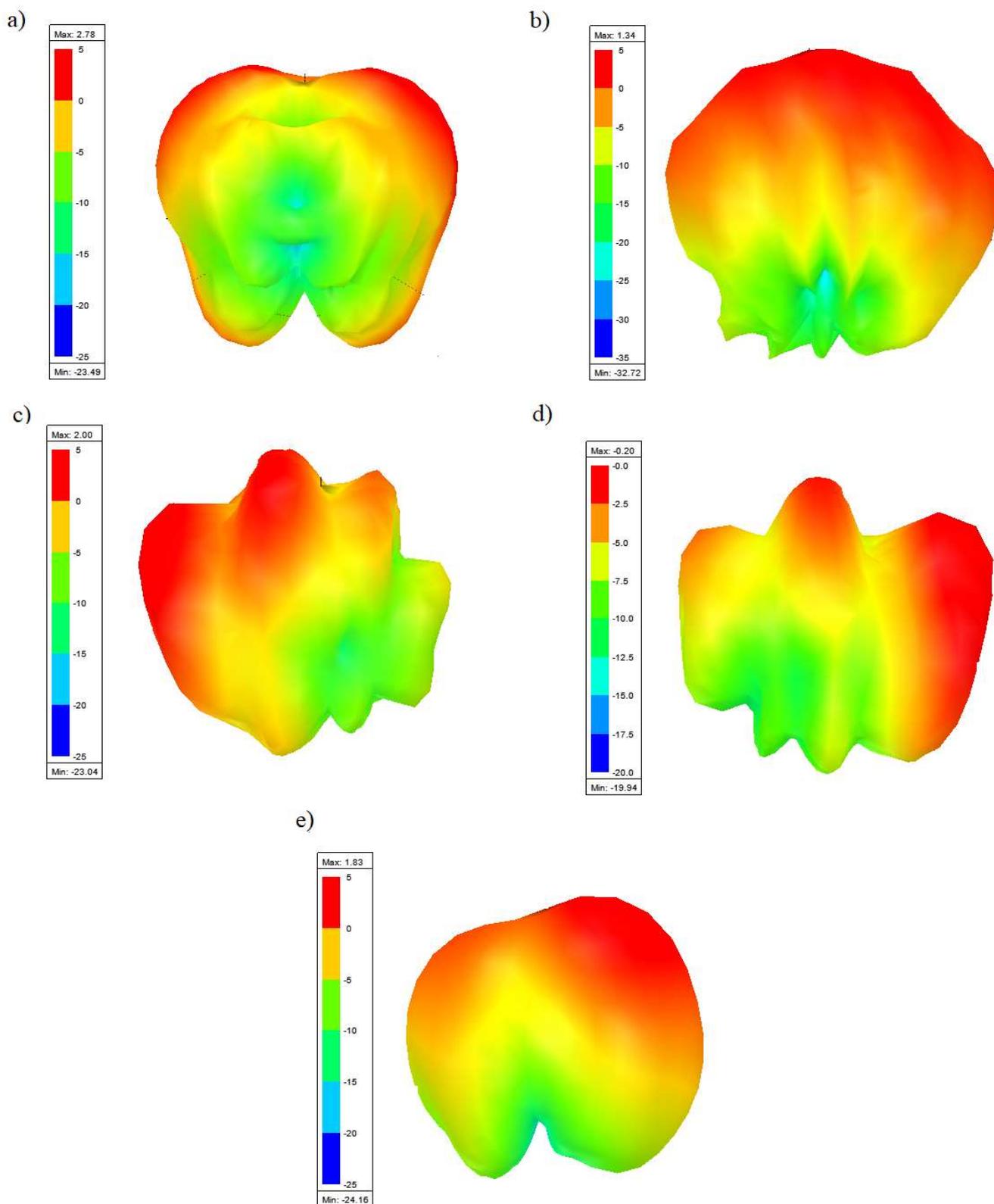
Na Tabela 18 podem-se visualizar os valores de máximo e mínimo para os diagramas de radiação de ganho total para cada amostra e na Figura 39 podem-se visualizar os diagramas correspondentes.

Tabela 18 - Valores de Máximo e de Mínimo dos Diagramas de Radiação

Amostra	Máximo (dB)	Mínimo (dB)
FNO	2,78	-23,49
FNCO20	1,34	-32,72
FNCO40	2,00	-23,04
FNCO60	-0,20	-19,94
FNCO80	1,83	-24,16

A partir dos resultados obtidos da Tabela 18, pode-se observar que os valores de máximo se mantiveram bastante baixos, sendo o maior valor 2,78 na amostra de FNO pura. Já os valores de mínimo demonstram que parte da radiação que está sendo transmitida se encontra na direção abaixo do plano de terra. Na Figura 39 é possível observar os diagramas para cada amostra a fim de se comparar com os resultados obtidos na Tabela 18.

Figura 39 - Diagrama de radiação de ganho total (em dB) para a configuração de Microfita MC2  
(a) FNO, (b) FNCO20, (c) FNCO40, (d) FNCO60 e (e) FNCO80



Fonte: Autoria Própria (2021)

Os diagramas de radiação 3D estão mais irregulares que os anteriores, apresentam ganhos menores e mais lóbulos traseiros. Isso indica que uma parte da radiação sendo transmitida na direção abaixo do plano de terra está sendo considerada uma perda de energia. As irregularidades tiram um pouco da homogeneidade angular na direção  $\varphi$ , que se tinha, mas mesmo assim há uma tendência de radiação na direção transversal ao plano de terra, como nos diagramas de radiação anteriores. Estes resultados mostram o comportamento das antenas ressoadoras dielétricas construídas a partir de FNO puro e mistura de FNO e CTO em 20%, 40%, 60% e 80%.

## 5 CONCLUSÕES

Neste trabalho foi possível obter dados das propriedades dielétricas das peças cerâmicas confeccionadas, assim com também, verificar o comportamento das mesmas como antenas ressoadoras dielétricas na faixa de micro-ondas em diferentes configurações de técnicas de medições. Também foi possível verificar a estabilidade térmica, observando a dependência do coeficiente de temperatura da ressonância de frequência com o percentual de CTO na composição das amostras.

As características dielétricas das peças apresentaram resultados satisfatórios e dentro do esperado, pois as amostras com menor frequência de ressonância resultaram em maiores valores de permissividade e as que obtiveram maior frequência resultaram em menores valores de permissividade, de acordo com o que é visto na literatura. As amostras puras de FNO, de forma geral, tiveram uma alta tangente de perdas, já as amostras com concentração de CTO tiveram perdas significativamente menores.

O estudo das amostras como antenas também apresentou resultados muito satisfatórios, com boa sintonização do parâmetro  $S_{11}$ , bom casamento de impedância e boa largura de banda. Os resultados medidos e simulados apresentaram boa concordância entre si.

A partir do estudo e análise do coeficiente de temperatura de frequência de ressonância das amostras foi possível observar que a amostra com 60% de CTO possui o valor de  $\tau_f$  mais próximo de zero, que é o valor desejado para a obtenção da estabilidade térmica. Fazendo-se uma aproximação a partir dos dados coletados, pode-se estimar que o valor próximo a 55% de CTO na amostra se aproximaria ainda mais do  $\tau_f$  com valor igual a zero, porém, é necessário um estudo mais detalhado para se descobrir com maior precisão essa porcentagem.

Como sugestão de trabalhos futuros, recomenda-se a confecção de mais amostras, e conseqüentemente mais simulações em *software* e mais medições experimentais, para estimar com mais exatidão a quantidade de CTO nas amostras entre 40 % e 60 % para que se consiga um coeficiente de temperatura o mais próximo possível a zero.

## REFERÊNCIAS

AQUINO, B. L. A. **Antenas de Microfita com Substrato Metamaterial**. Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós Graduação Engenharia Elétrica da UFRN. Natal, 2008.

BALANIS, C. A. Teoria das antenas: análise e síntese. vol. 1. 3ª ed. Rio de Janeiro: LTC, 2009.

BALANIS, C. A. Teoria das antenas: análise e síntese. vol. 2. 3ª ed. Rio de Janeiro: LTC, 2009.

BIONDO, V. **Caracterização estrutural e magnética do sistema  $Fe_x(Cr_2O_3)_{1-x}$  submetido à moagem de alta energia**. Dissertação. UEM. Maringá, 2005. 128 p.

CALLISTER JR, W. D; RETHWISCH, D. G. **Ciência e engenharia de materiais: uma Introdução**. Tradução de Sergio Murilo Stamile Soares. 8. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2013. Título original: Material science and engineering: an Introduction, 8. Ed.

CHO, I.-S. *et al.* Visible-Light-Induced Photocatalytic Activity in FeNbO<sub>4</sub> Nanoparticles. **The Journal of Physical Chemistry C**. vol. 112, no. 47, pp. 18393–18398, Nov. 2008.

COURTNEY, W. E. Analysis and Evaluation of a Method of Measuring the Complex Permittivity and Permeability Microwave Insulators. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**. vol. 18, no. 8, pp. 476–485, Aug. 1970.

DUBE, D. C.; ZURMUHLEN, R.; BELL, A.; SETTER, N.; WERSING, W. Dielectric Measurements on High-Q Ceramics in the Microwave Region. **Journal of the American Ceramic Society**, v. 80, n. 5, p. 1095–1100, 21 jan. 2005.

EHRENBERG, H.; WLTSCHKEK, G.; THEISSMANN, R.; WEITZEL, H.; FUESS, H.; TROUW, F. The magnetic structure of FeNbO<sub>4</sub>. **Journal of Magnetism and Magnetic Materials**. vol. 218, no. 2–3, pp. 261–265, Aug. 2000.

FERNANDES, T. S. M. **Estudo da estabilidade térmica da liga  $\text{Ca}(\text{Nb}_{1/2}\text{Bi}_{1/2})_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3:(\text{B}_2\text{O}_3)_y$  para uso em antena ressoadora dielétrica (DRA)**. 2012. 116 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia de Teleinformática, UFC, Fortaleza, 2012.

FERREIRA, R. F. **Estudo da liga magnética “alnico” sintetizado na forma de nanoplacas**. 2016. 111 f. Tese (Doutorado) - Curso de Física. UEM. Maringá, 2016.

FREIRE, F. N. A. **Síntese e estudo das propriedades estruturais e dielétricas de matrizes cerâmicas compósitas (cmc) baseadas em:  $(\text{Fe}_{1/4}\text{Cu}_{1/8}\text{Ti}_{3/8})_2\text{O}_3/(\text{Fe}_{5/8}\text{Cr}_{3/8})_2\text{O}_3/\text{Pb}(\text{Fe}_{1/2}\text{Nb}_{1/2})\text{O}_3/\text{CaTiO}_3$  para uso em dispositivos eletrônicos**. 2008. 168 f. Tese (Doutorado) - Curso de Química, UFC, Fortaleza, 2008.

FRITSCH. **Planetary Mono Mill "pulverisette 6"** Germany, 2005. (Manual).

GNANASEKAR, K. I.; JAYARAMAN, V.; PRABHU, E.; GNANASEKARAN, T.; PERIASWAMI, G. Electrical and sensor properties of FeNbO<sub>4</sub>: a new sensor material. **Sensors and Actuators B: Chemical**. vol. 55, no. 2–3, pp. 170–174, May 1999.

HAKKI, B. W; COLEMAN, P. D. A Dielectric Resonator Method of Measuring Inductive Capacities in the Millimeter Range. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**. vol. 8, no. 4, pp. 402–410, Jul. 1960.

HARRISON, W; CHEETHAM, A. Structural and magnetic properties of FeNbO<sub>4</sub>-II. **Materials Research Bulletin**. vol. 24, no. 5, pp. 523–527, May 1989.

KEYROUZ, S.; CARATELLI, D. Dielectric Resonator Antennas: Basic Concepts, Design Guidelines, and Recent Developments at Millimeter-Wave Frequencies. **International Journal Of Antennas And Propagation**. jul. 2016.

KOENITZER, J.; KHAZAI, B.; HORMADALY, J.; KERSHAW, R.; DWIGHT, K; WOLD, A. Preparation and photoelectronic properties of FeNbO<sub>4</sub>. **Journal of Solid State Chemistry**. vol. 35, no. 1, pp. 128–132, Nov. 1980.

LONG, S. A.; MCALLISTER, M. W.; SHEN, L. C. The resonant cylindrical dielectric cavity antenna. *Antennas and Propagation. IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. v. 31, n. 3, p. 406–412, 1983.

LUK, K-M; LEUNG, K-W. **Dielectric Resonator Antennas**. Hertfordshire, Inglaterra: Research Studies Press LTD, 2003. 388p.

MARTINS, V. C. **Alta estabilidade térmica da matriz  $\text{Li}_2\text{TiO}_3$  com adições de  $\text{Al}_2\text{O}_3$  nas regiões de radiofrequência e micro-ondas**. 2018. 77 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Química, UFC, Fortaleza, 2018.

MCALLISTER, M. W.; LONG, S. A. Rectangular Dielectric-Resonator Antenna. **IEEE Electronics Letters**. p. 218-219. mar. 1983.

MCALLISTER, M. W.; LONG, S. A. Resonant Hemispherical Dielectric Antenna. **IEEE Electronics Letters**. p. 657-659. ago. 1984.

NASCIMENTO JÚNIOR, C. P. **Síntese, caracterização estrutural e dielétrica do Niobato de Ferro -  $\text{FeNbO}_4$** . 2017. 81 f. Tese (Doutorado) - Curso de Física, UFRN, Natal, 2017.

OLIVEIRA, E. E. C. **Desenvolvimento de antenas de microfita e antenas DRA broadband/ultra wideband para sistemas de comunicação sem fio utilizando pós cerâmicos nanoestruturados**. 2011. 236 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica e de Computação, UFRN, Natal, 2011.

OLIVEIRA, T. P. **Efeito da moagem de alta energia na densificação e microestrutura do composto  $\text{Al}_2\text{O}_3\text{-Cu}$** . 2014. 91 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, Centro de Tecnologia, UFRN, 2014.

OLIVEIRA, L. S. **Estudo da estabilidade térmica de antenas ressoadoras dielétricas baseadas em  $\text{Al}_2\text{O}_3 - \text{CaTiO}_3$** . 2015. 119 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia de Telecomunicações), IFCE, Fortaleza, 2015.

OLIVEIRA, R. G. M. de. **Estudo das propriedades estruturais e dielétricas da matriz cerâmica BiVO<sub>4</sub> e os efeitos da adição de TiO<sub>2</sub> e CaTiO<sub>3</sub>, para aplicações em engenharia de microondas.** 2019. 200 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia de Teleinformática, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2019.

PAN, Z. *et al.* Stabilization and tunable microwave dielectric properties of the rutile polymorph in  $\alpha$ -PbO<sub>2</sub>-TYPE GaTaO<sub>4</sub>-based ceramics. **Journal of Materials Chemistry C**. v.2, p. 4966, 2014.

PETOSA, A. **Dielectric Resonator Antennas Handbook**. Norwood: Artech House Inc., 2007. 308 p.

PINHEIRO, A. V. B. **Nanocomposito de CoFe<sub>2</sub>O<sub>4</sub>@CoFe<sub>2</sub>/Ag: síntese e propriedades físicas.** 2015. 1 v. Dissertação (Mestrado) – Curso de Pós-graduação em Física, Física, UERN, Mossoró, 2015.

PIRES JÚNIOR, G. F. M., **Estudo das propriedades estruturais, dielétricas e magnéticas do compósito cerâmico (Ba<sub>2</sub>Co<sub>2</sub>Fe<sub>12</sub>O<sub>22</sub>)<sub>x</sub>(CaTiO<sub>3</sub>)<sub>1-x</sub> e sua aplicação em dispositivos de radiofrequência e micro-ondas.** Tese de Doutorado. Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Teleinformática. UFC. 2014.

RIETVELD, H. M. Line profiles of neutron powder-diffraction peaks for structure refinement. **Acta Crystallographica**. vol. 22, no. 1, pp. 151–152, Jan. 1967.

RIETVELD, H. M. A profile refinement method for nuclear and magnetic structures. **Acta Crystallographica**. vol. 2, no. 2, pp. 65–71, Jun. 1969.

RICHTMYER, R. D. Dielectric resonators. **Journal of Applied Physics**. v. 10, n. 6, p. 391–398, 1939.

ROCHA, H. H. B. **Ressoadores e Guias Dielétricos Cilíndricos Operando em Micro-Ondas e Óptica: Antenas Dielétricas e Acopladores Refletores de Bragg a Fibra.** Tese (doutorado) - UFC, Centro de Tecnologia, Depto. de Engenharia de Teleinformática, Fortaleza, 2010.

SALES, A. J. M. **Estudo de antenas dielétricas baseadas na matriz do compósito  $(\text{BiNbO}_4)_x\text{-(CaTiO}_3)_{1-x}$  para aplicações em comunicações**. 2016. 168 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia de Teleinformática, UFC, Fortaleza, 2016.

SEBASTIAN, M. T. **Dielectric Materials for Wireless Communication**. Amsterdam: Elsevier, 2008.

SEKO, Murilo Hiroaki. **Antenas de ressoador dielétrico de banda dupla em frequências de micro-ondas**. 2018. 240 f. Tese (Doutorado) - Curso de Doutorado em Ciências, Escola Politécnica, Universidade de São Paulo (USP), São Paulo, 2018.

SOUZA, J. A. **Simulações por dinâmica molecular de compostos do tipo  $\text{ABO}_3$  ( $\text{SrTiO}_3$  e  $\text{CaTiO}_3$ )**. Dissertação de Mestrado. Programa de Pós-graduação de Física. UFSCar. 2009.

SOUSA, D. A. **Determinação de Tensões Residuais em Materiais Metálicos por meio de Ensaio de Dureza**. Dissertação de Mestrado. Programa de Pós-graduação de Engenharia Mecânica. Universidade Federal de São João Del-Rei. 2012.