



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

LUCAS OLIVEIRA DE AZEVEDO

**ANÁLISE DOS EFEITOS DA ADIÇÃO DE CaTiO_3 EM LaFeO_3 E A
APLICAÇÃO DE SOLUÇÕES SÓLIDAS DESSES MATERIAIS COMO
ANTENAS RESSADORAS DIELÉTRICAS**

MOSSORÓ-RN

2021

LUCAS OLIVEIRA DE AZEVEDO

**ANÁLISE DOS EFEITOS DA ADIÇÃO DE CaTiO_3 EM LaFeO_3 E A
APLICAÇÃO DE SOLUÇÕES SÓLIDAS DESSES MATERIAIS COMO
ANTENAS RESSOADORAS DIELÉTRICAS**

Trabalho de dissertação de mestrado apresentado 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: Prof. Dr. Antônio Sérgio Bezerra Sombra

Co-orientador: Prof. Dr. 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.

d994a de Azevedo, Lucas Oliveira.
ANÁLISE DOS EFEITOS DA ADIÇÃO DE CaTiO_3 EM
 LaFeO_3 E A APLICAÇÃO DE SOLUÇÕES SÓLIDAS DESSES
MATERIAIS COMO ANTENAS RESSADORAS DIELÉTRICAS /
Lucas Oliveira de Azevedo. - 2021.
80 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. Antenas ressoadoras dielétricas. 2. Ferrita
de lantânio. 3. Titanato de cálcio. 4. Soluções
sólidas aplicadas a antenas. I. Bezerra Sombra,
Antônio Sérgio, orient. II. Queiroz Júnior,
Idalmir de Souza, co-orient. III. Título.

Ficha catalográfica elaborada por sistema gerador automático em conformidade
com AACR2 e os dados fornecidos pelo) autor(a).

Biblioteca Campus Mossoró / Setor de Informação e Referência

Bibliotecária: Keina Cristina Santos Sousa e Silva

CRB: 15/120

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.

LUCAS OLIVEIRA DE AZEVEDO

**ANÁLISE DOS EFEITOS DA ADIÇÃO DE CaTiO_3 EM LaFeO_3 E A APLICAÇÃO DE
SOLUÇÕES SÓLIDAS DESSES MATERIAIS COMO ANTENAS RESSOADORAS
DIELÉTRICAS**

Trabalho de dissertação de mestrado apresentado 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: 17 de Dezembro de 2021.

BANCA EXAMINADORA



Prof. Dr. Antônio Sergio Bezerra Sombra - Presidente e Orientador (UFC -
Videoconferência)

**IDALMIR DE SOUZA
QUEIROZ JUNIOR:
63510731468**

Assinado digitalmente por IDALMIR DE SOUZA QUEIROZ JUNIOR:
63510731468
DN: CN=IDALMIR DE SOUZA QUEIROZ JUNIOR:63510731468,
OU=UFERSA - Universidade Federal Rural do Semi-Árido, O=ICPEdu, C=BR
Razão: sua razão de assinar aqui
Localização: sua localização de assinatura aqui
Data: 2021.12.17 12:00:48.03'00"
Foxit Reader Versão: 10.1.1

Prof. Dr. Idalmir de Souza Queiroz Júnior – Coorientador (UFERSA - Videoconferência)



Prof. Dr. Humberto Dionísio de Andrade – Membro interno (UFERSA - Videoconferência)



Prof. Dr. Eudes Borges de Araújo – Membro externo (UNESP - Videoconferência)

MOSSORÓ-RN

2021

AGRADECIMENTOS

Ao que É, visto que se não fosse nada poderia vir a ser.

Aos meus pais Maria da Salete Oliveira de Azevedo e José Wilson Melo de Azevedo, também ao meu irmão Thiago Oliveira de Azevedo, pessoas cujo apoio sempre se fez presente e que de outro modo minha adequada dedicação a este trabalho não seria possível.

À minha companheira Maria Beatriz cuja inspiração e apoio moral e emocional foram de essencial importância para a conclusão desta dissertação.

Ao meu orientador Antônio Sérgio Bezerra Sombra e a meu coorientador Idalmir de Souza Queiroz Júnior, excelentes pessoas, professores e guias, que sempre foram atenciosos e cordiais durante todo o desenvolvimento deste trabalho.

A todos os integrantes do Laboratório de Telecomunicações e Ciência e Engenharia de Materiais (LOCEM), em especial a Sebastião Júnior Teixeira Vasconcelos, atencioso colega cujo auxílio foi essencial para esta tarefa, especialmente em relação à coleta dos resultados experimentais.

Aos professores Humberto Dionísio de Andrade e Eudes Borges de Araújo pelo comparecimento em minha banca de defesa e pelas contribuições finais a este trabalho.

Aos professores do PPGEE da UFERSA por todos os ensinamentos e aos meus colegas, que contribuíram diretamente e indiretamente à conclusão desta etapa, em especial a Pedro Bruno e Stefany Kariny pelo companheirismo e apoio durante a coleta dos dados experimentais.

À CAPES, cujo incentivo financeiro foi de suma importância durante todo o mestrado.

À Astrum Argentum, cujo direcionamento à Grande Obra tem me guiado aos próximos passos de minha jornada. Em especial, agradeço a Frater F.V.L., meu instrutor, e àquele que se apresenta pelo nome de Raemiel, meu guia e guardião espiritual.

A todos aqueles que mesmo sem minha ciência me auxiliaram.

RESUMO

Com o avanço da tecnologia e das telecomunicações, torna-se necessário o esforço para a pesquisa e o desenvolvimento de antenas apropriadas a fim de suprir as diversas demandas tecnológicas. Nesse meio, antenas compactas, eficientes e com alta estabilidade térmica são requeridas, assim, antenas ressoadoras dielétricas (DRAs) se mostram como uma opção viável. O objetivo deste trabalho foi estudar amostras dielétricas de soluções sólidas de ferrita de lantânio (LaFeO_3 ou LFO) e titanato de cálcio (CaTiO_3 ou CTO): $\text{LFO}_{(1-m)}\text{CTO}_{(m)}$, para diferentes frações de massa m , como ressoadores para antenas ressoadoras dielétricas operando no modo $\text{HEM}_{11\delta}$ na faixa de frequências de micro-ondas, devido à escassez do estudo desses materiais nessa faixa. Para isso foram calculadas as frequências de ressonância teóricas das amostras com base nas equações disponíveis na literatura e foram realizadas as medições de seus parâmetros dielétricos e de antena para a observação do comportamento das amostras como radiadores de energia eletromagnética; logo após, foram realizadas simulações para a comparação com os resultados medidos. Para as DRAs, foi possível obter frequências de ressonância nas bandas C, S e L do espectro de frequências, possuindo diagramas de radiação *broadside* e direcionais com bom ganho, além de bom casamento de impedâncias, operando adequadamente. Ademais, foi obtido que com o aumento da fração de massa m a frequência de ressonância tende a reduzir seu valor e que antenas com fração de massa menor tendem a ser mais eficientes. Também foi possível observar a rotação anti-horária do padrão de impedâncias na carta de Smith para alguns dos ressoadores em dois diferentes setups.

Palavras-chave: Antenas ressoadoras dielétricas, ferrita de lantânio, titanato de cálcio, soluções sólidas aplicadas a antenas.

ABSTRACT

With the advancement of technology and telecommunications, becomes more necessary the effort for the research and development of suitable antennas to meet the various technological demands. In this environment, compact, efficient antennas having high thermal stability are required, thus, dielectric resonator antennas (DRAs) are shown to be a viable option. The objective of this work is to study dielectric solid solutions samples of lanthanum ferrite (LaFeO_3 or LFO) and calcium titanate (CaTiO_3 or CTO): $\text{LFO}_{(1-m)}\text{CTO}_{(m)}$, for different weight fractions m , as resonators for dielectric resonator antennas operating in $\text{HEM}_{11\delta}$ mode in the microwave range of frequencies, due to the scarcity of studies of these materials in this range. For this, the theoretical resonance frequencies of the samples were calculated based on the equations available in the literature and measurements of their dielectric and antenna parameters were performed to observe the behavior of the samples as electromagnetic energy radiators; soon after, simulations were performed for comparison with the measured results. For the DRAs, it was possible to obtain resonance frequencies in the C, S and L bands of the frequency spectrum, having broadside and directional radiation diagram, with good gain in addition to good impedance match, operating properly. Furthermore, it was found that as the mass fraction m increases, the resonant frequency tends to reduce its value and that antennas with a smaller mass fraction tend to be more efficient. It was also possible to observe the counterclockwise rotation of the impedances pattern in the Smith chart for some of the resonators in two different setups.

Keywords: Dielectric resonator antennas, lanthanum ferrite, calcium titanate, solid solutions applied to antennas.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Estrutura cristalina da ortoferrita de lantânio.	16
Figura 2: Esquema do sistema utilizado para a realização da difratometria de raios-x.	18
Figura 3: Diagrama esquemático do espalhamento dos raios-x incidentes sobre uma estrutura cristalina.....	19
Figura 4: Difratoograma de raios-x de uma amostra de ferrita de lantânio (LFO).	20
Figura 5: Esquema do aparato experimental utilizado para realização da SEM.	21
Figura 6: Micrografias da SEM de soluções sólidas LFO-CTO com frações de massa 0; 0,1; 0,3; 0,5 e 1.	22
Figura 7: Ilustração do efeito Mössbauer que ocorre na EM de ^{57}Fe	23
Figura 8: Ilustração do aparato experimental utilizado para a EM de ^{57}Fe	24
Figura 9: Espectros Mössbauer e o efeito das interações hiperfinas: a) deslocamento isométrico, b) desdobramento quadrupolar e c) desdobramento magnético.	25
Figura 10: (a) Circuito capacitivo em corrente alternada, (b) Circuito equivalente de um capacitor de placas paralelas preenchido por um dielétrico, (c) Representação gráfica da tangente de perdas.	27
Figura 11: Efeito da polarização no dielétrico de um capacitor de placas paralelas.....	28
Figura 12: Tipos de polarização e suas contribuições relativas ao tempo de relaxação.	29
Figura 13: Efeito da frequência na polarização e constante dielétrica.	30
Figura 14: Reflexão de uma onda de tensão em uma carga.	31
Figura 15: Gráfico do parâmetro S_{11} obtido na simulação de uma antena de microfita com indicação da frequência de ressonância (F_r) e largura de banda (BW).	33
Figura 16: Diagramas de radiação a) isotrópico, b) omnidirecional e c) direcional.	35
Figura 17: Geometrias tradicionais de DRAs.	38
Figura 18: Alimentação via: a) sonda, b) guia de onda coplanar ou <i>coplanar waveguide</i> (CPW), c) linha de microfita e d) acoplamento por abertura.....	39
Figura 19: Distribuições vetoriais de campo eletromagnético no ressoador dielétrico cilíndrico isolado no espaço livre, modos: a) $\text{TE}_{01\delta}$ b) $\text{TM}_{01\delta}$ c) $\text{HEM}_{11\delta}$ e d) $\text{HEM}_{12\delta}$	41
Figura 20: Excitação do modo $\text{HEM}_{11\delta}$ através da alimentação por sonda.	43
Figura 21: Excitação do modo $\text{HEM}_{11\delta}$ através da alimentação por linha de microfita.	43
Figura 22: Metodologia de desenvolvimento do trabalho.....	45
Figura 23: Sistema com analisador utilizado para a realização das medições.	47
Figura 24: Sonda de alimentação com plano de terra.	48
Figura 25: Alimentador de linha de microfita sobre substrato aterrado (1).	48
Figura 26: Alimentador de linha de microfita sobre substrato aterrado (2).	48
Figura 27: <i>Setup</i> para a realização das medidas Hakki-Coleman.	51
Figura 28: Simulação da configuração com monopolo e plano de terra.	51
Figura 29: Simulação da configuração com linha de microfita sobre substrato aterrado (1).	52
Figura 30: Simulação da configuração de linha de microfita sobre substrato aterrado (2)...	52
Figura 31: Gráfico do parâmetro S_{11} para as antenas excitadas por monopolo.	56
Figura 32: Diagrama de radiação de ganho total (em dB) das antenas excitadas por monopolo.	58
Figura 33: Cartas de Smith para as antenas excitadas por monopolo.	60
Figura 34: Gráfico do parâmetro S_{11} para as antenas sobre a configuração de microfita (1).	62
Figura 35: Diagrama de radiação de ganho total (em dB) das antenas sobre setup de	

microfita (1).....	63
Figura 36:Cartas de Smith para as antenas excitadas por microfita (1).....	64
Figura 37: Gráfico do parâmetro S_{11} para as antenas sobre a configuração de microfita (2).	66
Figura 38:Diagrama de radiação de ganho total (em dB) das antenas sobre setup de microfita (2).....	68
Figura 39: Cartas de Smith para as antenas excitadas por microfita (2).....	70
Figura 40: Difratoogramas de raios-x para as amostras de soluções sólidas LFO-CTO trabalhadas.	82

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Vantagens e desvantagens das técnicas de alimentação utilizadas em DRAs.	40
Tabela 2: Características de radiação possíveis para os modos ressonantes de ordem mais baixa de CDRAs.	42
Tabela 3: Dimensões dos <i>setups</i> de medição.	49
Tabela 4: Dimensões das DRAs.	50
Tabela 5: Características dielétricas das peças de acordo com a fração de massa de CTO. .	54
Tabela 6: Permissividade e tangente de perdas dos ressoadores operando como antenas (modo $HEM_{11\delta}$).	71
Tabela 7: Comparação entre as frequências de ressonância teóricas (calculadas) e experimentais.	72
Tabela 8: Massa molar dos elementos envolvidos na reação do LFO.	80
Tabela 9: Quantidades de LFO e CTO em gramas em cada amostra.	81

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	13
1.1	Justificativa	14
1.2	Objetivo Geral.....	14
1.3	Objetivos Específicos.....	15
2	REFERENCIAL TEÓRICO	16
2.1	Ferrita de lantânio	16
2.1.2	Compositos LFO-CTO	17
2.2	Caracterização estrutural e morfológica de materiais	17
2.2.1	Difração de raios-X	17
2.2.2	Microscopia eletrônica de varredura	20
2.2.3	Espectroscopia Mössbauer	22
2.3	Características dielétricas dos materiais.....	25
2.3.1	Permissividade e tangente de perdas.....	25
2.3.2	Polarização em dielétricos	28
2.4	Parâmetros de antena.....	30
2.4.1	Perda de retorno (S_{11})	30
2.4.2	Largura de banda.....	32
2.4.3	Frequência de ressonância	33
2.4.4	Diagrama de radiação.....	34
2.4.5	Eficiência de antenas.....	35
2.4.6	Diretividade e ganho	36
2.5	Antenas Ressonadoras Dielétricas	37
3	MATERIAIS E MÉTODOS	45
3.1	Fabricação dos ressoadores cilíndricos	45
3.2	Caracterização estrutural	46
3.2.1	Difração de raios-x	46
3.2.2	Microscopia eletrônica de varredura e espectroscopia de energia dispersiva	46
3.2.3	Espectroscopia Mössbauer	47
3.3	Medições dos parâmetros dielétricos e de antena	47
3.4	Cálculo das frequências de ressonância e simulação das DRAs.....	51
4	RESULTADOS E DISCUSSÕES	53

4.1	Resultados da caracterização estrutural e morfológica	53
4.2	Resultados das medições dos parâmetros dielétricos e comparação entre as antenas medidas e simuladas	54
4.2.1	Resultado das medições dos parâmetros dielétricos	54
4.2.2	Resultados para a operação da antena na configuração de monopolo sobre plano de terra 55	
4.2.3	Resultados para a operação da antena na configuração de microfita (1).....	61
4.2.4	Resultados para a operação da antena na configuração de microfita (2).....	65
4.3	Parâmetros dielétricos obtidos via simulação e erro da frequência de operação	71
5	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	74
6	TRABALHOS RELACIONADOS	75

1 INTRODUÇÃO

Nas telecomunicações, as antenas são dispositivos essenciais, sendo as responsáveis pela interface entre sistemas de energia guiada e o espaço livre, permitindo assim a transmissão de dados e as comunicações sem fio (*wireless*) (BALANIS, 2005).

Com o avanço acelerado da tecnologia e das comunicações, cada vez mais são requeridas antenas com as mais diversas características: diferentes tamanhos, materiais, eficiência, diagramas de radiação e formatos, com a finalidade de suprir as demandas do progresso científico. Dentro desse panorama, as antenas ressoadoras dielétricas ou DRAs (*Dielectric Resonator Antennas*) fazem sua contribuição.

As DRAs são antenas compostas basicamente por um bloco dielétrico, que pode ser produzido com diversos materiais e em diversos formatos - em alguns casos, também acopladas sobre um plano de terra ou um substrato dielétrico aterrado- (SEKO, 2018) sendo suas características mais promissoras as baixas perdas em altas frequências, e a possibilidade de miniaturização, pela utilização de materiais com altas permissividades (LONG; MCALLISTER; SHEN, 1983; VASCONCELOS, 2020).

A ferrita de lantânio (LaFeO_3 ou apenas LFO) é o material mais estudado dentre as ferritas de terras raras e é conhecida por apresentar tanto ferroeletricidade quanto magnetismo, sendo assim um material multiferróico. Este material apresenta fraco antiferromagnetismo abaixo de 735 K e possui polarização espontânea na ausência de campo elétrico, devido à sua estrutura ortorrômbica distorcida, ainda não havendo muitos estudos detalhados deste na faixa de micro-ondas (CALLISTER JR., 2008; JAIN e SRIVASTAVA, 2015; THIRUMALAIRAJAN et al, 2015; VASCONCELOS, 2020).

A caracterização de soluções sólidas de ferritas de lantânio (LaFeO_3) e titanato de cálcio (CaTiO_3 ou apenas CTO) foi realizada por Vasconcelos (2020), apresentando resultados promissoras, como altas permissividades (de até 153,9) e alta estabilidade térmica (uma das amostras possuindo $\tau_f = -6\text{ppm.}^\circ\text{C}$) para compósitos operando nas bandas S (2-4 GHz) e C (4-6,2 GHz) da faixa de micro-ondas.

Este trabalho propõe a utilização de soluções sólidas de ferrita de lantânio e titanato de cálcio (referidos nesse trabalho como LFO-CTO) como antenas ressoadoras dielétricas cilíndricas (CDRAs), para sete diferentes frações de massa de CTO e em três diferentes configurações, uma composta de um monopolo em conjunto com um plano de terra metálico e duas que são compostas de uma linha de microfita sobre um

substrato dielétrico aterrado. As soluções sólidas foram fabricados pelo método de reação de estado sólido e então foram caracterizados morfológicamente (VASCONCELOS, 2020). Após isso, os cilindros dielétricos foram produzidos; destes, então, foram medidos os parâmetros dielétricos e de antenas para o estudo da operação dos mesmos como radiadores de energia eletromagnética. Após isso, foram realizadas simulações a fim de comparar os resultados medidos com aqueles obtidos computacionalmente e assim ser possível tirar as devidas conclusões a respeito do funcionamento das antenas em questão.

No Capítulo 2 desta dissertação serão tratados todos os aspectos teóricos pertinentes à compreensão do trabalho que foi realizado.

No Capítulo 3 será tratada da metodologia utilizada, desde a produção dos materiais até a simulação.

No Capítulo 4 será tratado dos resultados obtidos para cada uma das sete peças, para as três configurações em que foram medidas e a comparação entre os resultados medidos e simulados; além das devidas considerações.

E por fim, no Capítulo 5 serão abordadas as devidas conclusões para o trabalho realizado, além das perspectivas para trabalhos futuros.

1.1 Justificativa

As DRAs são antenas mais eficientes em altas frequências devido ao fato de possuírem um material dielétrico como radiador de energia, possuindo, assim, baixas perdas energéticas por condução se comparadas a antenas com radiadores metálicos, sendo uma opção viável para aplicações em frequências elevadas, condição em que essas perdas são ainda mais significativas (SEKO, 2018). Nessa conjuntura os compósitos LFO-CTO são materiais dielétricos de alta permissividade, o que permite, além de maior eficiência, a criação de antenas mais compactas (VASCONCELOS, 2020); apesar disso ainda não existem estudos da aplicação desse material como antenas para a operação na faixa de micro-ondas, fato que justifica este trabalho.

1.2 Objetivo Geral

Analisar o efeito da adição de CaTiO_3 nas propriedades dielétricas do LaFeO_3 para aplicação como Antenas Ressoradoras Dielétricas.

1.3 Objetivos Específicos

A realização deste trabalho teve como base os objetivos a seguir:

- Medir os parâmetros de antena das amostras em questão nas configurações propostas;
- Caracterizar as amostras de material dielétrico (ressoadores) em termos de suas propriedades dielétricas;
- Simular a operação das amostras como antenas, com base em valores de permissividade e tangente de perdas aproximados, obtidos via medição;
- Calcular as frequências de ressonância teóricas para as amostras de LFO-CTO;
- Realizar o comparativo entre os resultados medidos, simulados e calculados para então se fazer as conclusões a respeito da operação das antenas.

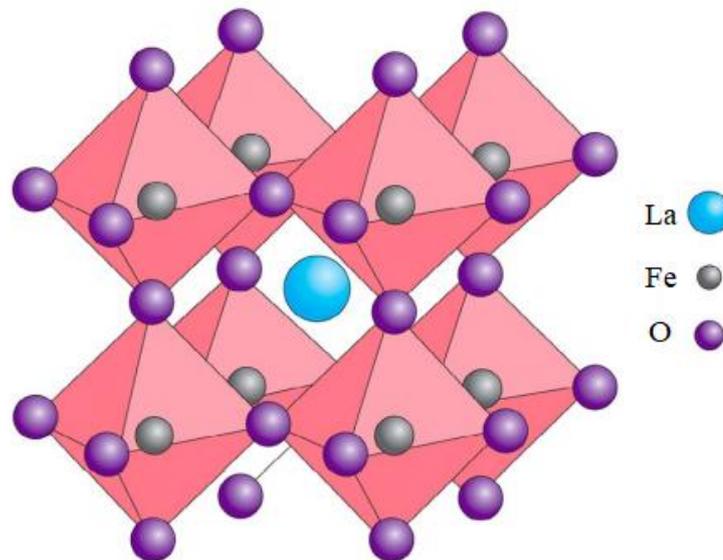
2 REFERENCIAL TEÓRICO

Neste capítulo será apresentado todo o conteúdo teórico necessário para o desenvolvimento e compreensão do trabalho realizado.

2.1 Ferrita de lantânio

A ferrita de lantânio ou ortoferrita lantânica (LaFeO_3 , ou simplesmente LFO) é um material que se arranja em uma estrutura perovskita, ou seja, faz parte do grupo de materiais que possui fórmula geral ABX_3 (BHARGAV; RAM; MAJUMDER, 2014) sendo o sítio A preenchido por um cátion de maior raio, muito frequentemente um elemento terra rara; o sítio B preenchido por um metal de transição de menor raio e X por um ânion, geralmente o oxigênio (COUTINHO; CUNHA; BARROSO, 2017). Figura 1 pode-se visualizar a sua estrutura cristalina.

Figura 1: Estrutura cristalina da ortoferrita de lantânio.



Fonte: Adaptado de Chilvery *et al.*, 2016.

Uma das características mais marcantes da LFO é o fato da mesma ser multiferróica, ou seja, este material apresenta tanto ordenamento magnético espontâneo, quanto polarização elétrica espontânea; característica advinda de uma distorção na

estrutura cristalina ortorrômbica do material, induzida pelos elétrons da camada M (mais especificamente no subnível 3d) dos íons metálicos de transição que compõe a estrutura (ACHARYA et al, 2009; CALLISTER JR., 2018), nesse caso, os íons de ferro.

A literatura mostra que a LFO pode apresentar tanto comportamento ferromagnético quanto antiferromagnético abaixo da temperatura máxima $T_{(mag)}=740K$ (T_C ou Temperatura de Curie caso ferromagnético e T_N ou Temperatura de Néel caso antiferromagnético), acima da qual o material se torna paramagnético (VASCONCELOS, 2020); apresentando Temperatura de Curie para sua polarização intrínseca acima de 475 K (BHARGAV; RAM; MAJUMDER, 2014).

Devido às características apresentadas a ferrita lantânica e outras R-ortoferritas (ortoferritas de terras raras) são extremamente úteis na composição de diversos dispositivos eletrônicos, sendo utilizadas em células combustíveis sólidas, *drives* de discos rígidos modernos e dispositivos de memória magnética (ACHARYA et al, 2009).

2.1.2 Compositos LFO-CTO

O titanato de cálcio ($CaTiO_3$, ou simplesmente CTO) é um composto que se arranja em uma estrutura perovskita e é conhecido por seus compósitos possuírem altas permissividades (CASTRO et al., 2019; JANCAR; VALANT; SUVOROV, 2004). Entretanto o CTO puro possui elevado valor de coeficiente de temperatura de ressonância (τ_f), (ou seja, a frequência em que o material opera como ressoador varia consideravelmente com a temperatura), problema que, como constatado por Vasconcelos (2020)-o primeiro a tentar fabricar compósitos de LFO e CTO, obtendo soluções sólidas desses materiais- pode ser reduzido e até solucionado quando este composto se combina com o LFO, sendo obtido pelo mesmo uma amostra com alta estabilidade térmica, com coeficiente $\tau_f = -6 \text{ ppm}^\circ\text{C}^{-1}$, além de amostras com $\epsilon_r = 66,4$ para uma matriz LFO-CTO, mostrando que soluções desses materiais podem ser de ótima aplicação para a fabricação de DRAs compactas e com alta estabilidade térmica.

2.2 Caracterização estrutural e morfológica de materiais

Nas subseções que se seguem serão abordadas as diversas técnicas de caracterização estrutural e morfológica utilizadas direta ou indiretamente para o desenvolvimento deste trabalho.

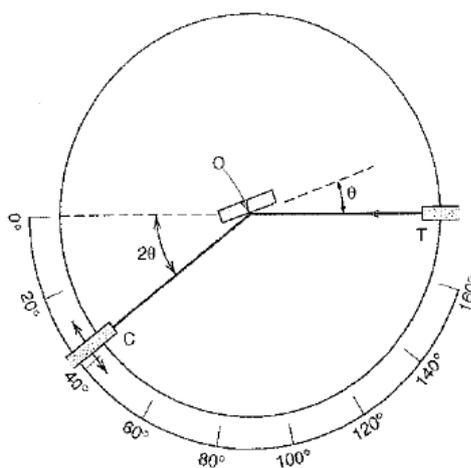
2.2.1 Difração de raios-X

A ideia de que um sólido cristalino poderia se comportar como uma rede de difração para raios-x ocorreu ao físico alemão Max von Laue em 1912, devido ao arranjo e o distanciamento regular dos átomos nessa estrutura. Hoje a difração de raios-x é largamente empregada na caracterização estrutural de materiais cristalinos como as cerâmicas, podendo ser também utilizado em alguns casos na caracterização de sólidos amorfos ou em estado vítreo (HALLIDAY, RESNICK; WALKER, 2016; VASCONCELOS,2020).

Os raios-x consistem em uma forma de radiação eletromagnética que possui elevadas energias e curtos comprimentos de onda, que por serem da ordem do espaçamento entre átomos dos sólidos (de 0,5 Å a 2,5 Å) são espalhados pelos planos atômicos dessas estruturas, ocorrendo assim o fenômeno da difração (CALLISTER JR,2008; PECHANSKY; ZAVALIJ, 2005;).

Uma das técnicas mais usuais de difração é a que emprega uma amostra pulverizada ou policristalina, consistindo assim de várias partículas finas e aleatoriamente orientadas de forma a garantir que ao menos algumas dessas estejam corretamente orientadas para a realização da caracterização do material. Assim, para a realização da difratometria se utiliza um equipamento chamado difratômetro que mede o ângulo 2θ em que ocorre a difração (CALLISTER JR, 2008) através do sistema que pode ser visualizado na Figura 2.

Figura 2: Esquema do sistema utilizado para a realização da difratometria de raios-x.



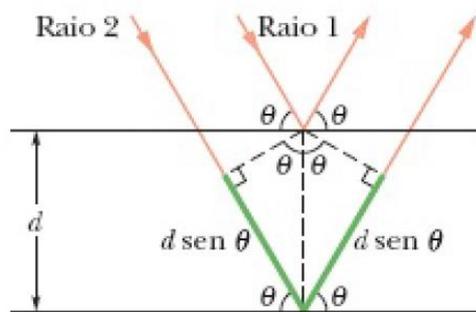
Fonte: Callister Jr.,2009.

Onde T é a fonte de raios-x monocromática, C é o contador e O é a amostra a ser analisada. Nesse sistema a fonte e o contador estão acoplados de maneira que o ângulo

do contador em relação à referência seja sempre duas vezes maior que o ângulo de incidência θ dos raios da fonte sobre a amostra (CALLISTER, 2008).

Quando ocorre o fenômeno da difração, as ondas dos raios-x são espalhadas pelos átomos de diversos planos cristalinos de uma mesma família, que é indicada pelos índices de Miller h, k e l ; posteriormente ao espalhamento, as ondas interferem, criando conseqüentemente um padrão de interferência (HALLIDAY, RESNICK; WALKER, 2016). A Figura 3 ilustra esquematicamente o espalhamento dos raios-x quando estes incidem na estrutura de um sólido cristalino.

Figura 3: Diagrama esquemático do espalhamento dos raios-x incidentes sobre uma estrutura cristalina.



Fonte: Halliday, Resnick; Walker, 2016.

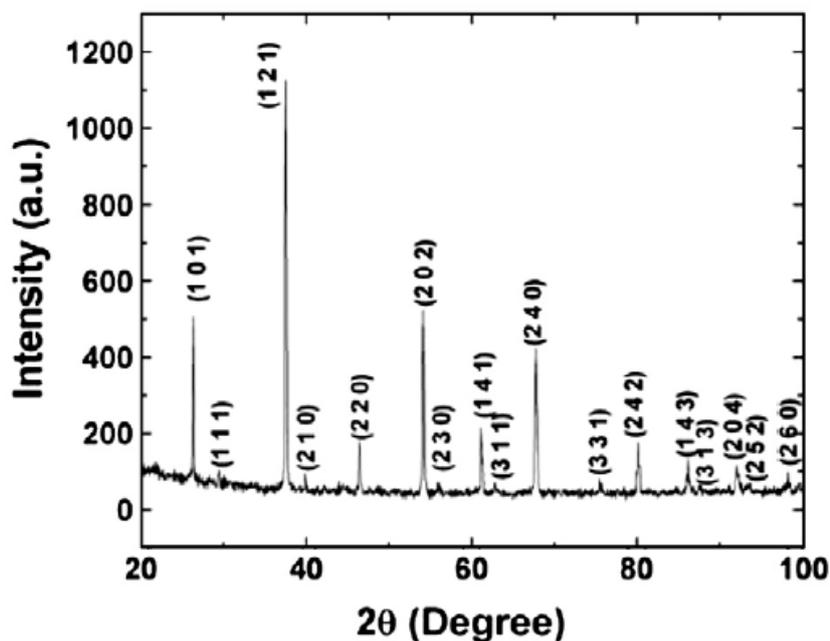
Observando a Figura 7, se percebe que a diferença de trajeto do Raio 1 e Raio 2 é duas vezes a distância $d \cdot \text{sen}(\theta)$, indicada em verde. Para que ocorra uma interferência construtiva entre as duas ondas (raios) é necessário que as mesmas estejam em fase, ou seja: que a diferença de trajeto entre as duas ondas seja igual a um múltiplo inteiro de seu comprimento de onda. Sendo assim, os máximos do padrão de interferência obedecem a lei de Bragg, descrita na Equação 1.

$$2d \text{sen} \theta = m \lambda \quad (1)$$

Onde d é a distância entre os planos cristalinos do material, θ é o ângulo de incidência em relação ao plano cristalino e m é um número inteiro.

O padrão de interferência de uma difratometria de raios-x recebe um nome específico: difratograma. Na Figura 4 pode-se visualizar um exemplo de difratograma.

Figura 4: Difratoograma de raios-x de uma amostra de ferrita de lantânio (LFO).



Fonte: Acharya *et al.*, 2009.

Os picos do difratograma indicam os ângulos e planos em que ocorreram interferência construtiva mais acentuada, além de mostrar a intensidade relativa de cada pico; partindo dessas informações é possível determinar o tamanho e geometria da célula unitária dos cristais, além dos arranjos atômicos e elementos que compõem a estrutura (CALLISTER JR, 2008; JAIN; SRIVASTAVA, 2015; VASCONCELOS,2020).

2.2.2 Microscopia eletrônica de varredura

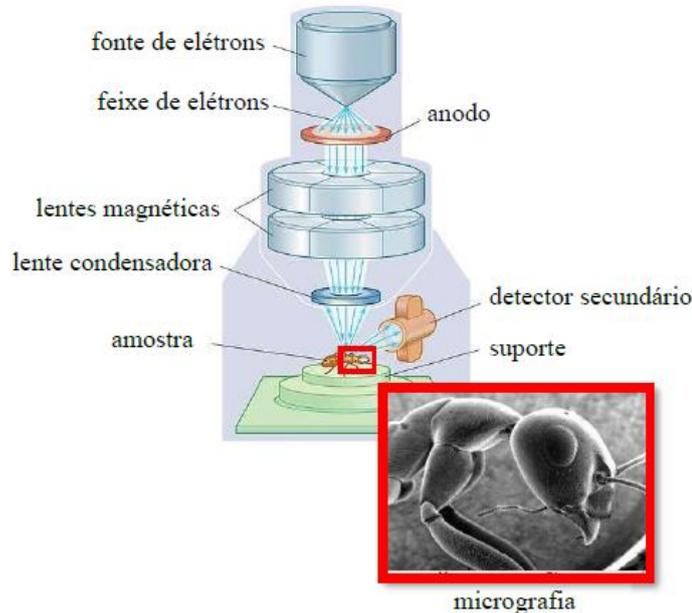
Uma das técnicas utilizadas para a caracterização da superfície de materiais e na observação de pequenas estruturas no geral é a microscopia eletrônica de varredura ou SEM (do inglês *scanning spectroscopy electronic*), podendo, no caso da observação de superfície de materiais, ser útil para o estudo das características dos grãos, como orientação e tamanho (RANIERI *et al.*, 2015; SHARMA, 2018).

Diferentemente do que ocorre com os microscópios óticos, que conseguem ampliar algo em até 2000 vezes utilizando a luz visível ou ultravioleta (comprimento de onda de $40\mu\text{m}$ a $70\mu\text{m}$), na microscopia eletrônica de varredura, a imagem é obtida através de um feixe de elétrons fortemente acelerados. Como previsto por De Broglie,

partículas se comportam como ondas e seus comprimentos de onda são inversamente proporcionais as velocidades das mesmas, sendo assim, quanto maior a velocidade, menor o comprimento de onda. Em microscópios eletrônicos de varredura modernos os comprimentos de onda dos elétrons são da ordem de $0,005 \text{ \AA}$, sendo possível, dessa maneira, ampliações de até mais de 300000 vezes (DEDAVID; GOMES; MACHADO, 2007).

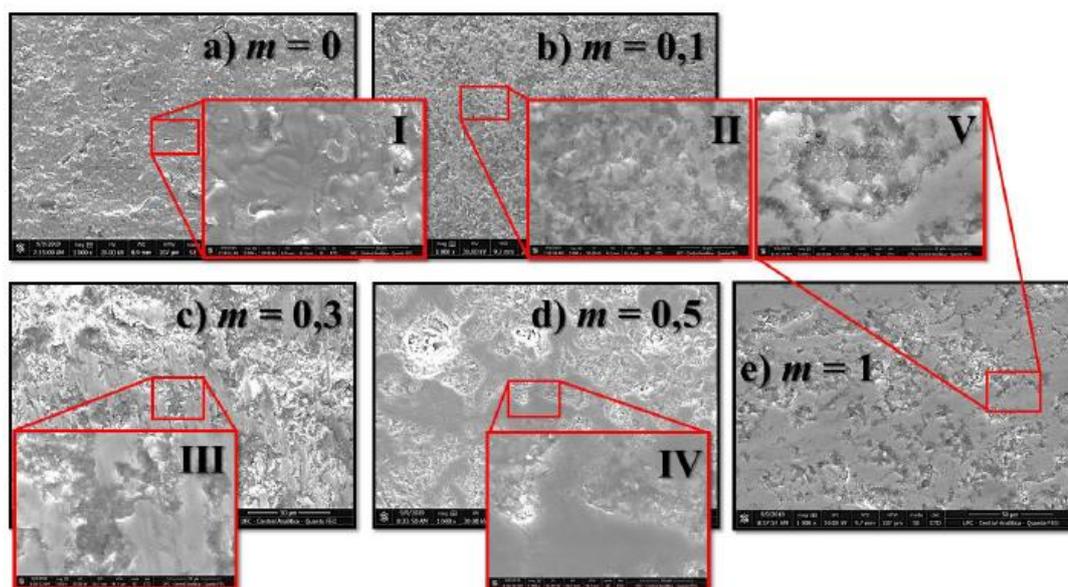
O processo de funcionamento de uma SEM se dá geralmente através do aquecimento de um filamento de tungstênio, que libera elétrons que são acelerados em direção a um ânodo, enquanto submetidos a uma diferença de potencial de 1 a 50 kV. Posteriormente, os elétrons são focalizados sobre uma amostra através de diversas lentes magnéticas e após o choque, a amostra emite elétrons secundários e retroespalhados que então são captados por um detector responsável por transformar o sinal eletrônico em uma imagem, no caso, a micrografia (DEDAVID; GOMES; MACHADO, 2007). Na Figura 5 e Figura 6 pode-se visualizar respectivamente o aparato utilizado para a realização da SEM e um exemplo de micrografia.

Figura 5: Esquema do aparato experimental utilizado para realização da SEM.



Fonte: Adaptado de Joy, 2019 e Pogöschnik, 2020 apud Vasconcelos, 2020.

Figura 6: Micrografias da SEM de soluções sólidas LFO-CTO com frações de massa 0; 0,1; 0,3; 0,5 e 1.



Fonte: Vasconcelos, 2020.

Outra análise que é conduzida juntamente com a SEM é a espectroscopia de energia dispersiva de raios-x ou simplesmente EDS (*Energy dispersive spectroscopy*). Como a SEM é realizada com a utilização de elétrons que incidem sobre uma amostra, raios-x são gerados e podem ser captados para a análise das espécies que compõem o material em questão. De maneira geral essa técnica difere da DRX basicamente pelo fato de que costuma ser mais imprecisa por refletir, de maneira mais proeminente, as características da superfície do material em questão (ATKINS, 2010; VASCONCELOS, 2020).

2.2.3 Espectroscopia Mössbauer

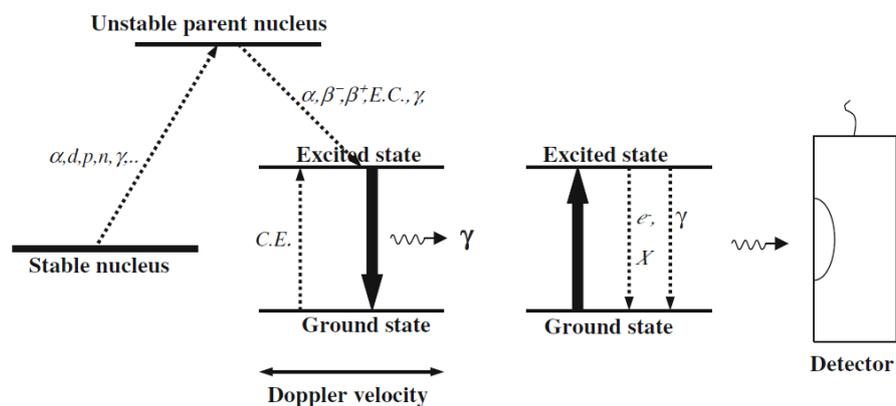
O efeito Mössbauer foi descoberto pelo físico alemão Rudolf Ludwing Mössbauer em 1958 e de maneira geral pode ser definido como a emissão e absorção ressonantes de raios- γ por núcleos atômicos. Quando um raio- γ é absorvido por um núcleo atômico, o átomo sai de seu estado fundamental de *spin* e passa para um estado excitado de *spin* em que a energia do estado excitado é a do fundamental somada com a do raio- γ , quando ocorre a ressonância. Posteriormente o núcleo excitado, nesse caso, emite um raio- γ que será absorvido por outro núcleo, voltando ao seu estado fundamental e dando continuidade ao processo (CRANSHAW, 1974).

A ressonância é de fundamental importância para o efeito Mössbauer, sendo ela extremamente dependente da energia de recuo do núcleo que emite o raio- γ (devido ao

momentum do raio), pois se a energia de recuo for muito elevada o efeito Mössbauer não ocorre devido à uma redução considerável da energia do fóton (perdida pelo recuo), não ocorrendo assim a absorção ressonante, que é quantizada; isso geralmente ocorre quando o processo é realizado com átomos livres. Já se tratando de núcleos atômicos em um sólido a situação é diferente, pelo fato de que as fortes ligações entre os átomos reduzem a energia de recuo a praticamente zero, sendo dispersada através de ondas mecânicas (fônons) na estrutura cristalina, dessa maneira, o efeito Mössbauer pode ser utilizado para analisar a estruturas cristalinas sólidas (CRANSHAW,1974; VASCONCELOS,2020).

Neste trabalho o efeito Mössbauer está presente através da espectroscopia Mössbauer (EM) de ^{57}Fe , que será utilizada para o estudo dos íons de ferro presentes na estrutura dos compósitos. A fonte primária de raios gama da EM de ^{57}Fe é um núcleo radioativo de ^{57}Co . Inicialmente os átomos pais ^{57}Co decaem através da radiação α e β , chegando até os estados excitados de ^{57}Fe através de captura eletrônica, a partir do qual liberarão radiação γ , desencadeando o processo e chegando ao estado fundamental de ^{57}Fe (Figura 7). Os núcleos de ^{57}Co decaem para dois estados excitados de ^{57}Fe sendo eles os que correspondem às energias de 136,5 keV e 14,4 keV, havendo a predominância de decaimento para o estado de 14,4 keV (99,8 % dos casos) (YOSHIDA; LANGOUCHE, 2013). Segundo Atkins (2010) é possível que ocorra também o decaimento gradual inicialmente do ^{57}Co para $^{57}\text{Fe}^{**}(136,5 \text{ keV})$ e depois para $^{57}\text{Fe}^*(14,4 \text{ keV})$ que emitirá radiação γ .

Figura 7: Ilustração do efeito Mössbauer que ocorre na EM de ^{57}Fe .

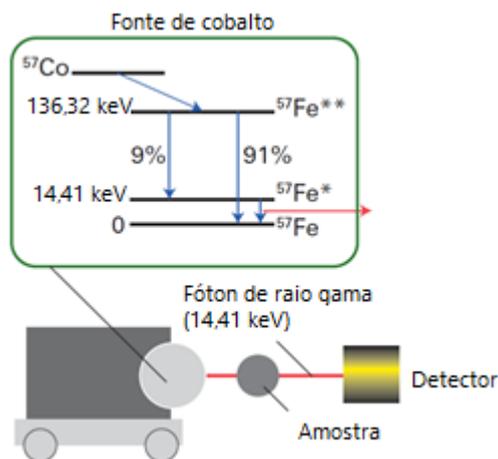


Fonte: Yoshida; Langouche, 2013.

Quando um átomo em um sólido emite raios- γ , a energia do fóton emitido varia levemente devido ao recuo, havendo também a influência dos núcleos vizinhos. Para a compensação desses fatores de forma a tornar mais provável a ressonância, a fonte de

^{57}Co durante o experimento é móvel, de forma que o efeito Doppler devido ao movimento compense essas variações através do ajuste da frequência e consequentemente da energia da radiação γ (ATKINS, 2010; VASCONCELOS, 2020). A Figura 8 ilustra o aparato experimental utilizado na EM de ^{57}Fe .

Figura 8: Ilustração do aparato experimental utilizado para a EM de ^{57}Fe .



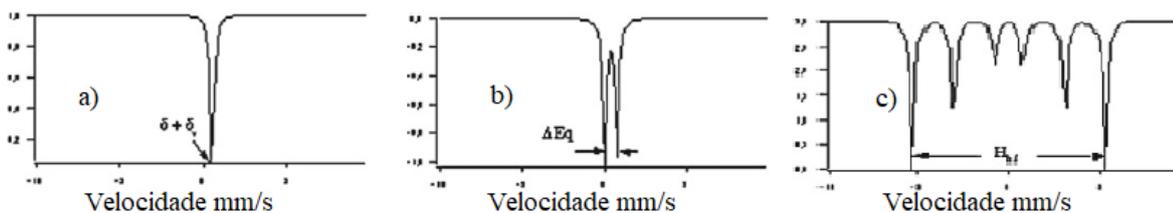
Fonte: Adaptado de Atkins, 2010.

O espectro Mössbauer consiste basicamente em uma visualização dos picos de ressonância na amostra de ^{57}Fe que ocorrem quando a velocidade da fonte muda (ATKINS, 2010). Geralmente mudanças são causadas no espectro devido à interferência gerada por campos elétricos e magnéticos que são resultantes da interação eletrosfera-núcleo e da própria distribuição eletrônica; essas interferências são chamadas de interações hiperfinas e são elas que permitem a visualização das características do material estudado. (CRANSHAW, 1974; VASCONCELOS, 2020).

Existem três principais interações hiperfinas: o deslocamento isométrico, o desdobramento quadrupolar e o desdobramento magnético. O deslocamento isométrico é causado pelo fato de que os elétrons da camada *s* dos átomos da fonte possuem função de densidade não nula no núcleo, havendo assim interação entre a eletrosfera e as cargas nucleares; dessa maneira o deslocamento corresponde à velocidade *v* da fonte necessária para que o efeito Doppler compense essa interação, de forma a haver ressonância entre o raio- γ emitido e a amostra, sendo essa interação bastante importante na determinação do nível de oxidação dos íons da amostra (ATKINS, 2010; CRANSHAW, 1974; VASCONCELOS, 2020). O desdobramento quadrupolar ocorre pelo fato de que o estado de *spin* excitado dos núcleos de ferro da fonte possui uma

distribuição de cargas não esférica na eletrosfera, fazendo com que essas cargas interajam com gradientes de campo elétrico; essa interação causa uma deformação no espectro Mössbauer, que faz com que o mesmo se divida em dois picos. Esse efeito é importante para a compreensão da forma em que os átomos estão arranjados na estrutura cristalina da amostra (ATKINS, 2010; VACONCELOS, 2020). Já a última interação hiperfina, o desdobramento magnético, ocorre devido à interação entre campos magnéticos e os núcleos atômicos do material estudado, de forma que essa interação causa total degeneração do espectro, gerando seis picos; sendo essa a assinatura de um material com magnetismo espontâneo (ATKINS, 2010; VACONCELOS, 2020). Na Figura 9 pode-se visualizar exemplos de espectros Mössbauer com os efeitos das interações hiperfinas.

Figura 9: Espectros Mössbauer e o efeito das interações hiperfinas: a) deslocamento isométrico, b) desdobramento quadrupolar e c) desdobramento magnético.



Fonte: Adaptado de Yoshida; Langouche, 2013.

Neste trabalho a Espectroscopia Mössbauer possui um caráter secundário, sendo utilizada por Vasconcelos (2020) para a compreensão da existência ou não de magnetismo nos ressoadores estudados.

2.3 Características dielétricas dos materiais

O prefixo *Dia* da palavra dielétrico é advindo do grego e significa “através de”, se referindo à receptibilidade desses materiais para com os campos elétricos, devido à característica de possuírem ϵ_r acima de 1 (PIRES JR, 2010).

De maneira geral, um dielétrico pode ser compreendido por todo material isolante que não apresenta características magnéticas (CHEN et al., 2004). Esses materiais, por mais que não conduzam cargas, quando submetidos a um campo elétrico sofrem polarização, dessa maneira esses materiais são úteis em aplicações que envolvem armazenamento de carga, como os capacitores, e outros dispositivos eletrônicos, como as DRAs (CALLISTER JR., 2007; VASCONCELOS, 2020).

2.3.1 Permissividade e tangente de perdas

Dentre as características dos dielétricos, a permissividade (ϵ) é aquela mais importante. Ela pode ser compreendida como sendo a constante que define a facilidade com que um campo elétrico se estabelece em um determinado meio, e de maneira geral, se trata de uma grandeza complexa (PIRES JR, 2010), como pode ser observado na Equação 2.

$$\epsilon^* = \epsilon' - j\epsilon'' \quad (2)$$

O meio menos permissivo conhecido é o vácuo, possuindo um valor de permissividade real de $\epsilon_0=8,854 \cdot 10^{-12}$ F/m, sendo então a referência para valores de permissividade, podendo-se através dela se obter o valor da permissividade relativa de um material, se dividindo o valor da permissividade qualquer por ϵ_0 (HAYT JUNIOR; BUCK, 2013), como mostra a Equação 3.

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} \quad (3)$$

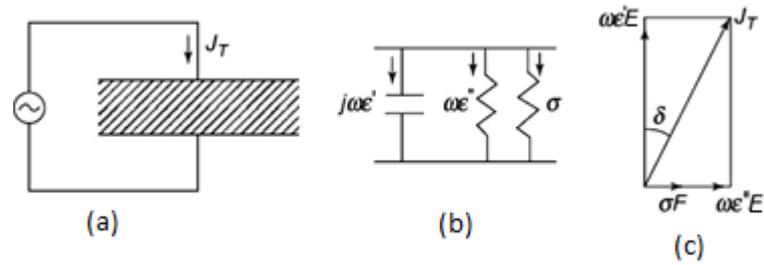
Partindo da Equação 2 e Equação 3 é possível se obter a Equação 4.

$$\epsilon_r^* = \epsilon_r' - j\epsilon_r'' \quad (4)$$

Onde ϵ_r' é chamada de permissividade relativa real e ϵ_r'' é chamado de fator de perdas do material, sendo ϵ_r' o valor que define quantas vezes o material é mais permissivo que o vácuo e ϵ_r'' é referente às perdas dielétricas por calor no material devido ao deslocamento de cargas advindo da polarização (PIRES JR, 2010). Essas duas constantes definem a chamada tangente de perdas do material, que é definida pela Equação 5 e mostrada graficamente na Figura 10 (c).

$$tg\delta = \frac{\epsilon_r''}{\epsilon_r'} \quad (5)$$

Figura 10: (a) Circuito capacitivo em corrente alternada, (b) Circuito equivalente de um capacitor de placas paralelas preenchido por um dielétrico, (c) Representação gráfica da tangente de perdas.



Fonte: Adaptado de Kao, 2004.

A Figura 10 pode ser mais bem compreendida se considerarmos a corrente total que atravessa o capacitor (Equação 6).

$$J_T = J_c + \frac{\partial D}{\partial t} \quad (6)$$

Onde J_T é a corrente total, J_c é a corrente de condução, D é o vetor densidade de fluxo elétrico e a derivada parcial de D é a corrente de deslocamento.

Com a Equação 7 (onde E é o campo elétrico), Equação 8 (onde σ é a condutividade do material), Equação 2 e se utilizando da notação fasorial para a Equação 6, se obtém a Equação 9 (onde ω é a frequência angular), que quando simplificada resulta na Equação 10, que explica os fasores da Figura 10 (c).

$$D = \epsilon E \quad (7)$$

$$J_c = \sigma E \quad (8)$$

$$J_T = \sigma E + j\omega(\epsilon' - j\epsilon'')E \quad (9)$$

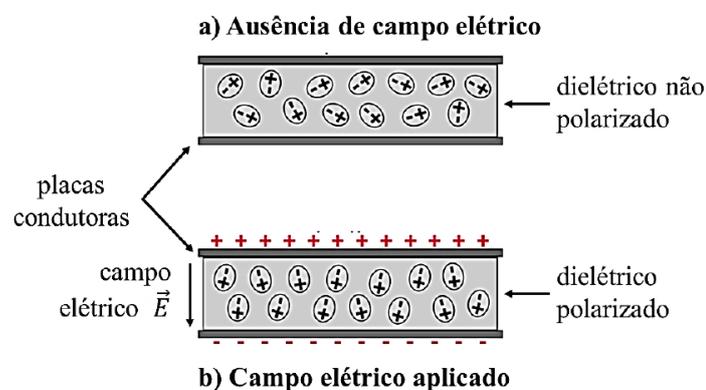
$$J_T = (\sigma + \omega\epsilon'')E + j\omega\epsilon'E \quad (10)$$

Considerando que na Equação 10 as perdas por condução são desprezíveis, pode-se obter através da relação trigonométrica da tangente, pela Figura 10, a Equação 5 (tangente de perdas), que de maneira geral é um fator que quantifica as perdas dielétricas dos materiais.

2.3.2 Polarização em dielétricos

Para compreender melhor o comportamento dos materiais dielétricos é importante compreender também o fenômeno da polarização. De uma maneira geral, o processo da polarização consiste no deslocamento de cargas dentro de um material, de acordo com um campo elétrico aplicado, seja este um campo intrínseco (ferroeletricidade) ou externo ao material. Na Figura 11 pode-se visualizar o efeito de polarização quando é aplicada uma diferença de potencial entre as placas de um capacitor.

Figura 11: Efeito da polarização no dielétrico de um capacitor de placas paralelas.



Fonte: Vasconcelos, 2020.

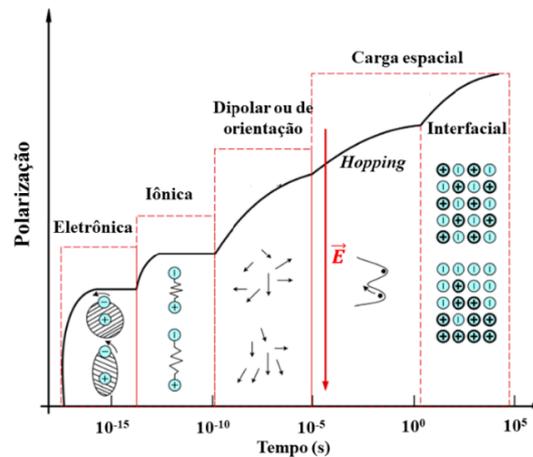
De maneira geral os tipos de polarização em materiais são os seguintes: polarização eletrônica, iônica, dipolar, de carga espacial ou de salto (*hopping*) e interfacial (CHEN *et al.*, 2004; GUO *et al.*, 2016; MOULSON; HERBERT, 2003).

A polarização eletrônica ocorre em todos os dielétricos. É aquela polarização que é resultante do movimento da eletrosfera e do núcleo em direções opostas quando um átomo é submetido a um campo elétrico; só existindo enquanto o campo elétrico está sendo aplicado (CHEN *et al.*, 2004; RICHERSON, 2006; VASCONCELOS, 2020). A polarização iônica ou atômica é aquela que ocorre em um dielétrico iônico quando aplicado um campo elétrico, fazendo com que os íons positivos e negativos (cátions e ânions) se desloquem em direções contrárias de acordo com a direção do campo aplicado (CALLISTER JR., 2008; CHEN *et al.*, 2004). A polarização dipolar ocorre nos materiais constituídos de moléculas polares, ou seja, que possuem dipolos permanentes. Essa polarização está diretamente relacionada a questões referentes à eletronegatividade

dos átomos que constituem as moléculas polares e à orientação relativa entre eles (VASCONCELOS, 2020). A polarização de carga espacial ou de salto é aquela que ocorre devido às imperfeições no material (como as vacâncias); nesse caso, quando aplicado um campo elétrico, cargas se deslocam pelas imperfeições do material até que encontrem uma barreira energética; sendo essa similar à polarização interfacial, em que ocorre o deslocamento de cargas entre as interfaces dos grãos de um determinado material (GUO *et al.*, 2016; MOULSON; HERBERT, 2003;).

Com a Figura 12 pode-se compreender melhor os tipos de polarização quando um campo elétrico é aplicado em um material dielétrico e a contribuição dessas polarizações para a polarização total a depender do tempo de relaxação.

Figura 12: Tipos de polarização e suas contribuições relativas ao tempo de relaxação.



Fonte: Adaptado de Guo *et al.*, 2016 apud Vasconcelos, 2020.

O tempo de relaxação é uma característica importante para a compreensão da polarização em materiais, quando aplicado um campo elétrico AC (*alternate current*), ou seja, resultante de uma corrente alternada.

O tempo de relaxação é o tempo em que os dipolos de um determinado material, devido ao efeito da polarização, retornam a sua condição inicial de repouso. Essa constante é representada pela letra grega τ , que depende da frequência do campo alternado e do tipo de polarização específico do qual está sendo tratado. O eixo das abcissas do gráfico apresentado na Figura 12 mostra o valor de τ para os tipos de polarização comentados anteriormente (VASCONCELOS, 2020).

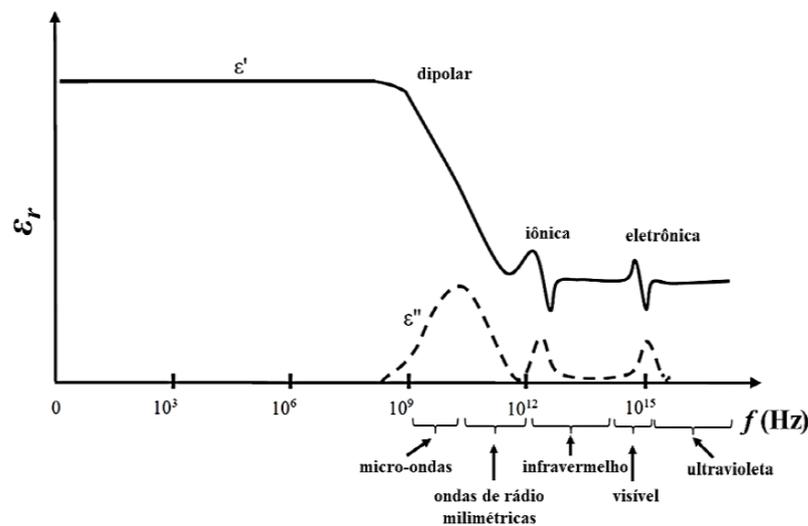
O inverso do tempo de relaxação é a frequência de relaxação f_τ , que é a quantidade de relaxações dos dipolos de um material por segundo para um determinado

tipo de polarização (VASCONCELOS, 2020). Quando a frequência f do campo elétrico aplicado no material é maior que a frequência de relaxação f_τ para um tipo de polarização, esse tipo de polarização deixa de contribuir para a polarização total do material, e conseqüentemente para a sua permissividade relativa, como ser observado pela relação da Equação 11 (HAYT JUNIOR; BUCK, 2013).

$$\varepsilon_r = \frac{\mathbf{P}}{\varepsilon_0 \mathbf{E}} + 1 \quad (11)$$

A Figura 13 ilustra melhor o efeito da frequência de um campo aplicado em um dielétrico na sua polarização e permissividade relativa.

Figura 13: Efeito da frequência na polarização e constante dielétrica.



Fonte: adaptado de Chen *et al.*, 2004 apud Vasconcelos, 2020.

Na seção que se segue serão abordados os principais parâmetros de antenas, que foram analisados direta ou indiretamente neste trabalho.

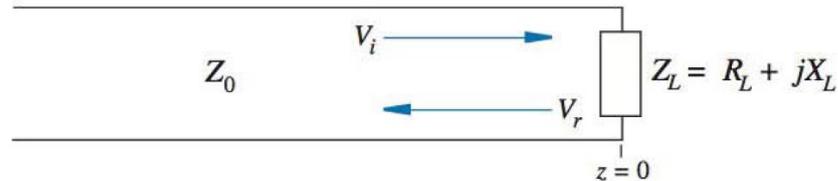
2.4 Parâmetros de antena

Para a compreensão da operação das antenas, são utilizados diversos parâmetros. Neste trabalho os parâmetros analisados serão os seguintes: perda de retorno, largura de banda, frequência de ressonância, diagrama de radiação, diretividade, ganho e impedância de entrada; que serão mais bem detalhados nessa seção.

2.4.1 Perda de retorno (S_{11})

A perda de retorno é um parâmetro essencial para a compreensão da operação das antenas. Para melhor entendimento, consideremos a Figura 14, onde pode-se visualizar uma linha de transmissão com impedância característica Z_0 que guia uma onda de tensão a uma carga Z_L .

Figura 14: Reflexão de uma onda de tensão em uma carga.



Fonte: Hayt Junior; Buck, 2013.

Quando a onda de tensão incide na carga, gera uma onda refletida. Sendo assim, a tensão total é composta por duas componentes V_i e V_r que são obtidas em função de z pelas Equação 12 e Equação 13.

$$V_i(z) = V_{0i} e^{-\alpha z} e^{-j\beta z} \quad (12)$$

$$V_r(z) = V_{0r} e^{\alpha z} e^{j\beta z} \quad (13)$$

Dessa maneira na carga ($z=0$) temos que a tensão total é dada pela Equação 14.

$$V_L = V_{0i} + V_{0r} \quad (14)$$

Da mesma maneira a corrente na carga é dada pela Equação 15.

$$I_L = I_{0i} + I_{0r} = \frac{1}{Z_0} (V_{0i} - V_{0r}) = \frac{1}{Z_L} (V_{0i} + V_{0r}) \quad (15)$$

Através dos dois últimos termos da igualdade que pode ser visualizada na Equação 15, se obtém a taxa representada pela letra Γ (gama), que pode ser visualizada na Equação 16, a essa taxa dá-se o nome de coeficiente de reflexão.

$$\Gamma = \frac{V_{r0}}{V_{i0}} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (16)$$

De maneira conceitual, o coeficiente de reflexão exprime o quanto da tensão total que advém da fonte foi refletida devido ao descasamento de impedância entre a linha de transmissão e a carga. Partindo de Γ é possível se obter o parâmetro da perda de retorno ou RL (do inglês *Return Loss*), ou S_{11} , pela Equação 17 (SILVA, 2014).

$$RL (S_{11}) = -20 \log_{10} |\Gamma| \quad (17)$$

O parâmetro da perda de retorno expressa o quanto da potência inserida em uma porta (1) é refletida na mesma porta após incidir em uma carga, o que tem direta relação com os índices do parâmetro S . Através de um gráfico de perda de retorno, alguns parâmetros importantes para a compreensão de uma antena são obtidos, como a largura de banda e a frequência de ressonância, como será explicado nas subseções que se seguem.

2.4.2 Largura de banda

A largura de banda (ou BW do inglês *Bandwidth*) pode ser compreendida como o intervalo de frequências em que a performance de uma antena, a depender da aplicação, está conforme o esperado, dentro dos padrões especificados (BALANIS, 2005).

Existem diversas maneiras de se expressar a largura de banda de uma antena, mas geralmente, quando se trata de antenas de banda larga, este parâmetro é indicado de maneira a mostrar quantas vezes a frequência superior da banda é maior que a inferior, como por exemplo: 20:1, indicando que a maior frequência dentro da faixa de operação é vinte vezes maior que a menor frequência. Já quando se trata de antenas com largura de banda estreita, este parâmetro pode ser obtido pela Equação 18.

$$BW (\%) = \frac{2 \cdot (f_{up} - f_{low})}{f_{up} + f_{low}} \cdot 100 \quad (18)$$

Onde f_{up} é a maior frequência dentro da banda (a frequência mais a direita), f_{low} é a menor frequência dentro da banda (frequência mais a esquerda) e $BW (\%)$ é a largura de banda fracionária da antena.

Essa maneira de se obter um valor percentual para a largura de banda é pertinente nos casos em que se quer deixar evidente a porcentagem de variação de frequência aceitável com relação à frequência central em que a antena opera apropriadamente (BALANIS, 2005).

A Equação 18 é uma das maneiras mais usuais de se calcular a largura de banda de uma antena, e partindo do resultado percentual obtido através dela é possível classificar a largura de banda em três diferentes tipos: banda estreita ($0\% < BW < 1\%$), larga ($1\% \leq BW \leq 20\%$) e ultra larga ($BW > 20\%$) (FILHO, 2010).

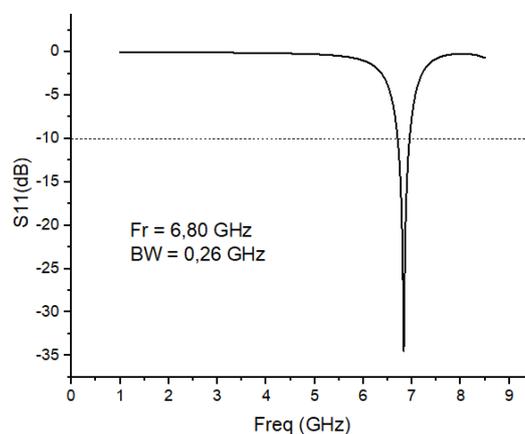
Em alguns trabalhos na literatura também pode-se encontrar uma nomenclatura simplificada, em que a largura de banda é indicada por extenso através de sua frequência inferior e superior (AZEVEDO *et al.*, 2020; BAI *et al.*, 2012; LANGLEY; FORD; LEE, 2011). Neste trabalho se considerará como largura de banda aquelas faixas de frequências em que a perda de retorno esteja abaixo de -10dB, valor abaixo do qual a potência refletida é menor que 10% daquela de entrada.

2.4.3 Frequência de ressonância

É considerada como frequência de ressonância a frequência em que a perda de retorno é mínima dentro de uma largura de banda específica, sendo essa frequência, conseqüentemente, aquela em que existe o melhor casamento de impedância entre a fonte e a carga.

Para melhor compreender os conceitos de largura de banda e frequência de ressonância, pode-se visualizar na o gráfico da perda de retorno medida para uma antena de microfita.

Figura 15: Gráfico do parâmetro S11 obtido na simulação de uma antena de microfita com indicação da frequência de ressonância (Fr) e largura de banda (BW).



Fonte: Azevedo, 2020.

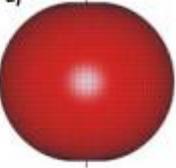
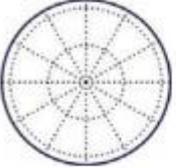
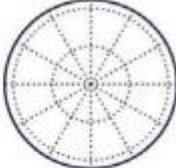
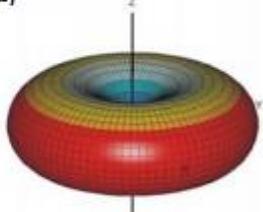
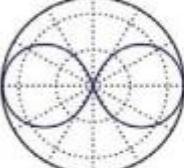
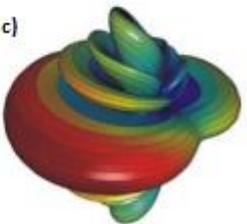
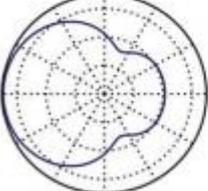
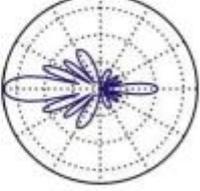
2.4.4 Diagrama de radiação

O diagrama de radiação de uma antena pode ser compreendido como a representação gráfica que exprime suas propriedades de radiação em função de coordenadas espaciais (BALANIS, 2005).

De maneira geral, são considerados dois principais tipos de diagrama de radiação: os isotrópicos e os direcionais. Um diagrama de radiação isotrópico é uma convenção teórica, em que se considera uma antena sem perdas que irradia energia igualmente em todas as direções. Apesar de um radiador isotrópico ser impraticável fisicamente, o conceito de radiação isotrópica é importante, já que serve de referência para exprimir características de radiadores direcionais, que são aqueles que radiam e recebem energia eletromagnética preferivelmente em determinadas direções, como por exemplo, os radiadores *omnidirecionais* que radiam e recebem energia eletromagnética preferivelmente em um plano (BALANIS, 2005).

O diagrama de radiação de uma antena pode ser visualizado tanto através de uma função 3D quando por funções 2D correspondentes aos planos azimutal (plano H ou horizontal) e de elevação (plano E ou vertical) do diagrama. Na Figura 16 pode-se visualizar um exemplo dos diagramas de radiação isotrópico, direcional e omnidirecional correspondente a três antenas distintas.

Figura 16: Diagramas de radiação a) isotrópico, b) omnidirecional e c) direcional.

Tipo de antena	Diagrama tridimensional	Diagrama Vertical (Plano E)	Diagrama Horizontal (Plano H)
 <p>Radiador isotrópico</p>	<p>a)</p> 		
 <p>Dipolo</p>	<p>b)</p> 		
 <p>Painel setorial de dipolos</p>	<p>c)</p> 		

Fonte: Adaptado de Monachesi *et al.*, 2011.

2.4.5 Eficiência de antenas

Segundo Yarman (2008), a eficiência de uma antena pode ser definida pela razão entre a potência radiada e a potência que entra em seus terminais. As perdas em antenas são de dois tipos: as perdas por descasamento de impedância e por efeito Joule (perdas nos dielétricos e condutores) (BALANIS,2005), dessa maneira, a eficiência de uma antena pode ser calculada pela Equação 19.

$$e_t = \frac{P_r}{P_J + P_R + P_r} \quad (19)$$

Onde e_t é a eficiência total da antena, P_r é a potência de radiação, P_J é a potência dissipada por efeito Joule e P_R é a potência perdida por descasamento de impedância. A Equação 19 se reduz à Equação 20.

$$e_t = \frac{R_r}{R_L + R_r} \quad (20)$$

Onde R_r é a resistência de radiação e R_L é a resistência de perdas.

De maneira prática a eficiência total de uma antena pode ser obtida através da multiplicação entre três eficiências (BALANIS, 2005) como se pode ver na Equação 21.

$$e_t = e_r e_c e_d \quad (21)$$

Onde e_r é a eficiência de reflexão, e_c é a eficiência de condução e e_d é a eficiência dielétrica, em que e_r pode ser obtida através do coeficiente de reflexão Γ através da Equação 22.

$$e_r = 1 - |\Gamma|^2 \quad (22)$$

De maneira prática a eficiência dielétrica e de condução são medidas experimentalmente como uma única eficiência e_{cd} , que é a eficiência de radiação, sendo essa utilizada para correlacionar ganho e diretividade (BALANIS, 2005).

2.4.6 Diretividade e ganho

Segundo Balanis (2005), a diretividade de uma antena pode ser definida como a razão entre a intensidade de radiação em uma determinada direção sobre a intensidade média de todas as direções; de maneira mais simples a diretividade pode ser compreendida e calculada pela razão entre a intensidade de radiação em uma determinada direção e a intensidade de radiação de uma antena isotrópica, já que a

radiação emitida pela última é a mesma em todas as direções. De maneira matemática a diretividade é dada pela Equação 23.

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (23)$$

Onde D é a diretividade, U é a intensidade de radiação na direção considerada, U_0 é a intensidade de radiação da antena isotrópica e P_{rad} é a potência total radiada pela antena.

Caso a direção em que a diretividade foi calculada não seja especificada, isso implica que está se considerando a diretividade máxima da antena, ou seja, a direção em que a mesma irradia com maior intensidade (BALANIS, 2005), nesse caso, o cálculo da diretividade assume a forma particular da Equação 24.

$$D_{max} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (24)$$

Um outro parâmetro que têm direta relação com a diretividade é o ganho. A diferença essencial entre os dois parâmetros é o fato de o ganho considera também a eficiência da antena em questão. De maneira mais formal o ganho pode ser definido como a razão da intensidade de radiação em uma determinada direção sobre a intensidade de radiação que seria emitida se a antena radiasse isotropicamente toda a potência que a ela é fornecida (BALANIS, 2005); podendo ser obtido através da Equação 25.

$$G = \frac{4\pi U}{P_{in}} = e_{cd} \frac{4\pi U}{P_{rad}} = e_{cd} D \quad (25)$$

Como comentado anteriormente, a eficiência de radiação relaciona o ganho e a diretividade de uma antena, não sendo considerado no cálculo do ganho as perdas devido à polarização e descasamento de impedância (BALANIS, 2005).

2.5 Antenas Ressonadoras Dielétricas

A emissão de radiação por materiais dielétricos foi estudada inicialmente por Richtmyer (1938) que provou através de cálculos que nem toda a energia de um ressoador dielétrico fica em seu interior, ou seja, em determinadas frequências, dielétricos emitem energia eletromagnética, a despeito do que se acreditava até aquela época.

O uso de ressoadores dielétricos como antenas, foi investigado inicialmente na década de 1980 por Long; McAllister; Shen (1983), McAllister; Long (1983) e McAllister; Long (1984), que estudaram ressoadores dielétricos respectivamente com geometria cilíndrica, bloco retangular (paralelepípedo) e hemisférica como DRAs. Pode-se ver na Figura 17 as geometrias e configurações tradicionais utilizadas para a construção dessas antenas.

Figura 17: Geometrias tradicionais de DRAs.



Fonte: Seko, 2018.

Atualmente, diversas outras geometrias de DRAs são utilizadas, como a de blocos em várias camadas, anel, copa e rampa, além de demais configurações e geometrias híbridas (KEYROUZ; CARATELLI, 2016).

As DRAs segundo Petosa (2007) possuem as seguintes principais características:

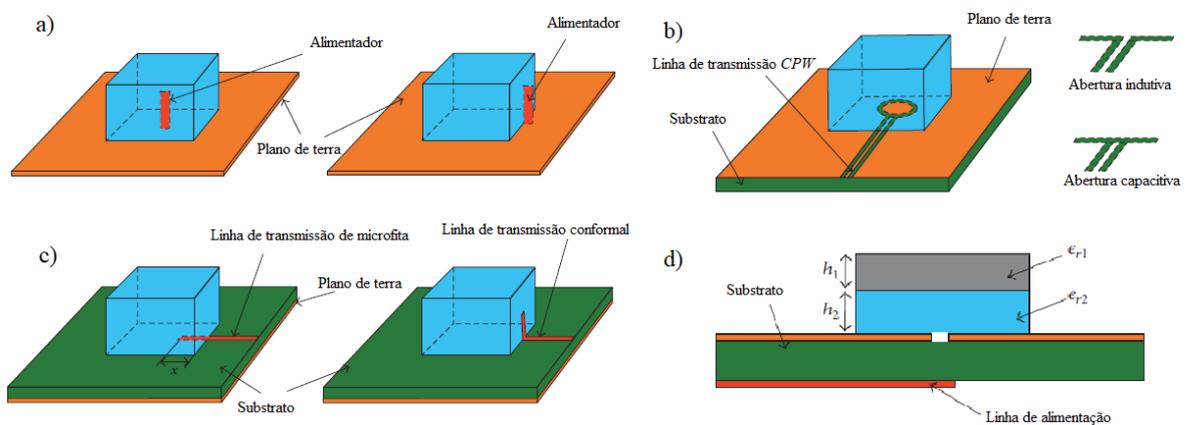
- Suas dimensões são proporcionais a $\frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$ sendo λ_0 o comprimento da onda estabelecida na DRA e ϵ_r a permissividade relativa do material de que foi fabricada na para a frequência da onda em questão;
- O fator de qualidade e a frequência de ressonância da antena são afetadas pela razão de aspecto (no caso de DRAs cilíndricas: $\frac{a}{h}$, onde a e h são o raio e a altura do cilindro respectivamente);
- Se utilizando um material de baixa perda, uma alta eficiência de radiação pode ser obtida até mesmo para a operação em ondas milimétricas, isso devido ao fato

de que DRAs possuem perdas por condução mínimas e não excitam ondas de superfície quando em operação;

- Uma grande faixa de constantes dielétricas pode ser utilizada (de 8 até mais de 100) permitindo maior controle das dimensões e da largura de banda;
- DRAs podem ser projetadas para uma larga faixa de frequências;
- Podem ser excitadas de várias diferentes maneiras, permitindo que sejam utilizadas em diversas tecnologias;
- Vários modos podem ser excitados em DRAs, produzindo tanto radiação *broadside* quanto omnidirecional, podendo, dessa maneira, serem utilizados em diversas aplicações com diferentes requisitos;

As principais vantagens das DRAs em comparação com outros tipos de antenas consistem de suas reduzidas perdas por condução em altas frequências, tornando essas antenas bastante apropriadas para aplicações em VHF (*Very High Frequency*), por não possuem elementos metálicos em sua estrutura radiante; possuem largura de banda versátil a depender da escolha de suas dimensões e da permissividade do material utilizado na construção do elemento radiante podendo inclusive ter amplas larguras de banda e bandas múltiplas; o ganho e a polarização dessas antenas são facilmente controláveis através da utilização de diferentes métodos de projeto, além de que podem ser excitadas em diferentes modos e por diferentes técnicas (SEKO,2018; KEYROUZ; CARATELLI, 2016) como pode ser observado na Figura 18.

Figura 18: Alimentação via: a) sonda, b) guia de onda coplanar ou *coplanar waveguide (CPW)*, c) linha de microfita e d) acoplamento por abertura.



Fonte: Adaptado de Keyrouz; Caratelli, 2016.

Cada um dos métodos de alimentação mostrados na Figura 18 apresentou suas próprias vantagens e desvantagens, como pode ser visto na Tabela 1.

Tabela 1: Vantagens e desvantagens das técnicas de alimentação utilizadas em DRAs.

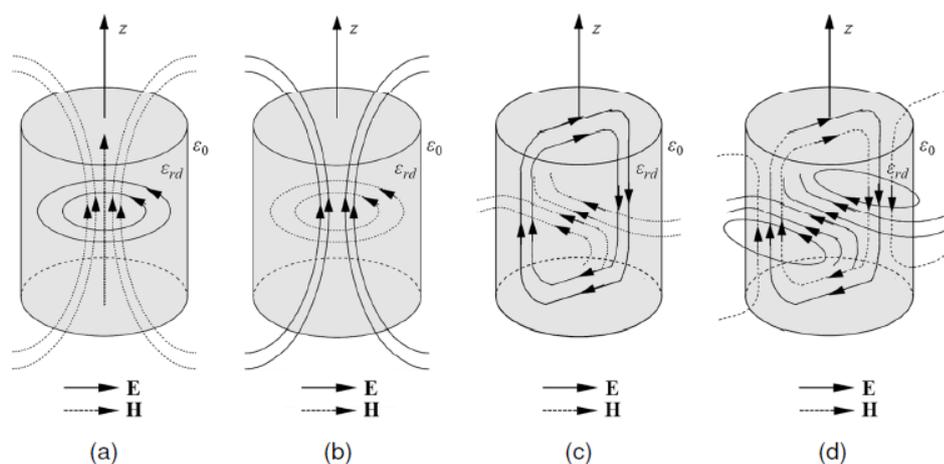
Métodos	Vantagens	Desvantagens
Alimentação via sonda	<ul style="list-style-type: none"> Alta eficiência de radiação devido ao bom acoplamento entre sonda e a <i>DRA</i>, caso a sonda perfure o elemento radiante. Casamento de impedância facilmente controlável pela posição da sonda. 	<ul style="list-style-type: none"> A necessidade de se furar a <i>DRA</i>, o que pode causar variação na frequência de ressonância de projeto. Baixa eficiência de radiação caso a sonda seja colocada adjacente à estrutura radiante.
Alimentação via <i>CPW</i>	<ul style="list-style-type: none"> Alta eficiência de radiação. A performance da antena pode ser facilmente controlada. 	<ul style="list-style-type: none"> Complexidade de projeto.
Alimentação via linha de microfita	<ul style="list-style-type: none"> Pode ser posta diretamente sobre um substrato dielétrico. Modo de ressonância da alimentação pode ser controlado ajustando a distância “<i>x</i>”. 	<ul style="list-style-type: none"> O contato entre a linha de microfita e o elemento radiante pode alterar a performance de radiação. Formação de um <i>gap</i> de ar entre o substrato e o elemento radiante

		quando o mesmo é posto sobre a linha de microfita, o que pode alterar a performance da DRA.
Alimentação via acoplamento por abertura	<ul style="list-style-type: none"> • Evita o contato direto entre a linha e o elemento radiante. • Baixa radiação espúria e maior pureza de polarização. 	<ul style="list-style-type: none"> • A dificuldade da realização do acoplamento em menores frequências, devido às dimensões da abertura.

Fonte: Adaptado de Keyrouz; Caratelli, 2016.

DRAs podem ressoar em diversos modos que dependem das configurações dos campos elétricos e magnéticos que se estabelecem no elemento radiante, e podem ser controlados através das dimensões geométricas do radiador além da forma de alimentação que é utilizada (COSTA, 2007; VASCONCELOS, 2020). Como neste trabalho as DRAs possuirão formato cilíndrico, na Figura 19 pode-se visualizar as configurações de campo para os quatro modos de ordem mais baixa utilizados em CDRAs.

Figura 19: Distribuições vetoriais de campo eletromagnético no ressonador dielétrico cilíndrico isolado no espaço livre, modos: a) $TE_{01\delta}$ b) $TM_{01\delta}$ c) $HEM_{11\delta}$ e d) $HEM_{12\delta}$.



Fonte: Seko, 2018

Geralmente para aplicações como radiador CDRAs são excitadas nos modos $TE_{01\delta}$, $TM_{01\delta}$ ou $HEM_{11\delta}$ (PETOSA,2007). A Tabela 2 resume as características de radiação principais de CDRAs operando nesses modos de ressonância.

Tabela 2: Características de radiação possíveis para os modos ressonantes de ordem mais baixa de CDRAs.

Característica de Radiação	Modo $TE_{01\delta}$	Modo $TM_{01\delta}$	Modo $HEM_{11\delta}$	Modo $HEM_{12\delta}$
Diagrama omnidirecional	Sim	Sim	Não	Não
Diagrama direcional	Não	Não	Sim	Sim
Polarização linear	Sim	Sim	Sim	Sim
Polarização circular ou elíptica	Não	Não	Sim	Sim

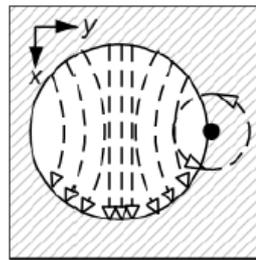
Fonte: Seko, 2018.

Neste trabalho as amostras para a operação como antenas foram medidas em três *setups* com excitação no modo $HEM_{11\delta}$ cujas frequência de ressonância, segundo Mongia e Bhartia (1994), pode ser calculada pela Equação 26, onde f é a frequência de ressonância, ϵ_r é a permissividade relativa do ressoador, c é a velocidade da luz no vácuo, a é o raio do ressoador e h é a altura do ressoador.

$$f = \frac{6,324c}{\sqrt{\epsilon_r + 2} \cdot 2\pi a} \left[0,27 + \frac{0,36a}{2h} + 0,02 \left(\frac{a}{2h} \right)^2 \right] \quad (26)$$

Para que a antena opere nesse modo a mesma será alimentada pela técnica de sonda coaxial lateral e linha de microfita. A excitação do modo híbrido através dessas técnicas de alimentação pode ser visualizada na Figura 20 e Figura 21.

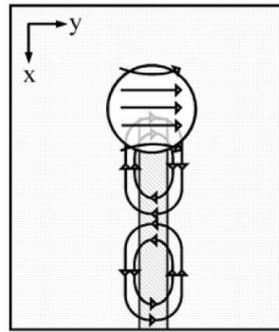
Figura 20: Excitação do modo $HEM_{11\delta}$ através da alimentação por sonda.



Campo Magnético
(Modo $HEM_{11\delta}$)

Fonte: Costa, 2007.

Figura 21: Excitação do modo $HEM_{11\delta}$ através da alimentação por linha de microfita.



Magnetic Fields

Fonte: Petosa, 2007.

Outra característica de interesse com relação a DRAs é o fator de qualidade Q . O fator de qualidade Q refere-se à seletividade de frequências da antena específica; quanto maior o fator de qualidade mais seletiva em frequência é a antena, ou seja, quanto maior o fator de qualidade menor é a interferência de outras frequências que não aquela de ressonância na operação da antena (COSTA, 2007). Segundo Petosa (2007) o fator de qualidade para uma CDRA operando no modo $HEM_{11\delta}$ pode ser calculado pela Equação 27.

$$Q = 0,01007 \varepsilon_r^{1,3} \frac{a}{h} \left\{ 1 + 100 e^{-2,05 \left[\frac{a}{2h} - \frac{1}{80} \left(\frac{a}{h} \right)^2 \right]} \right\} \quad (27)$$

De maneira conceitual o fator de qualidade também pode ser obtido pelo gráfico da perda de retorno através da Equação 28.

$$Q = \frac{f}{BW} \quad (28)$$

Onde f é a frequência de ressonância e BW é a largura de banda da antena. A frequência de ressonância e fator de qualidade de uma antena, como pode se perceber, depende fortemente do projeto a ser realizado e daquilo que se é desejado para a antena específica.

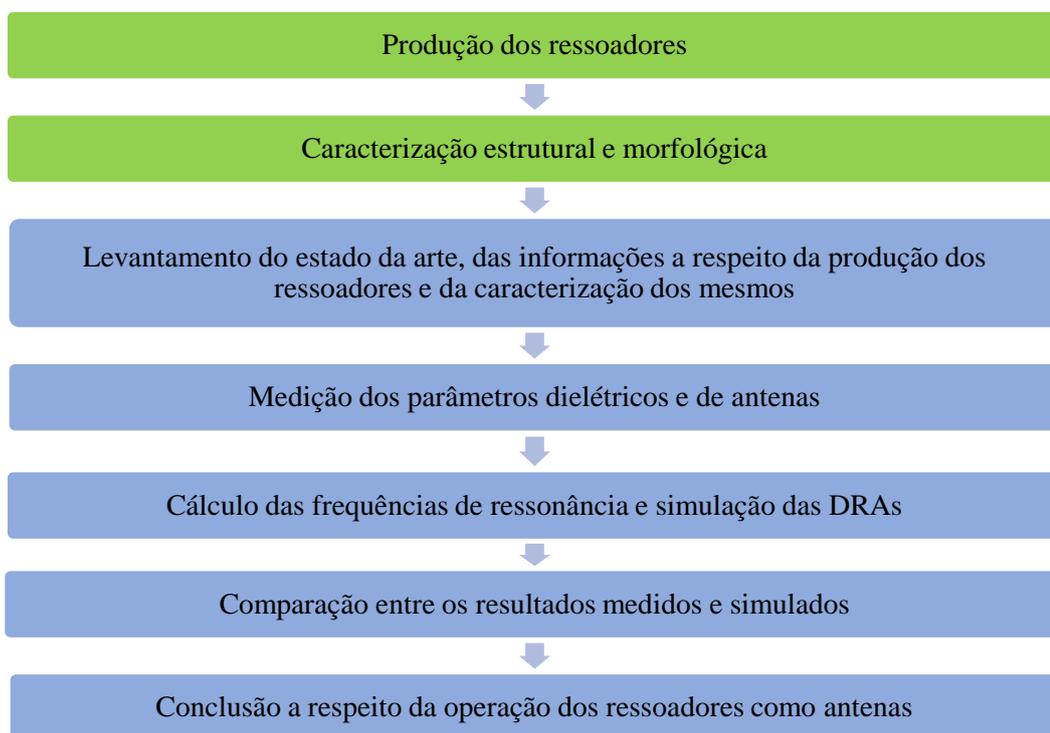
Outra característica de grande importância para DRAs é o coeficiente de temperatura τ_f , que já foi mencionado anteriormente, onde foi tratado de compósitos LFO-CTO. Um τ_f de pequeno valor confere confiabilidade à operação da antena, já que em condições ideais a antena deve manter suas características de ressonância independentemente da temperatura do ambiente em que se encontra.

No capítulo que se segue é detalhado o aparato experimental e a metodologia utilizada para a realização deste trabalho.

3 MATERIAIS E MÉTODOS

Neste capítulo será tratado de toda a metodologia e das ferramentas, tanto físicas quanto computacionais, que foram utilizadas para a realização deste trabalho. A metodologia segue o esquema da Figura 22, onde os retângulos em verde correspondem às etapas realizadas anteriormente ao início do trabalho por Vasconcelos (2020), e os retângulos em azul às etapas realizadas durante o trabalho.

Figura 22: Metodologia de desenvolvimento do trabalho.



Fonte: Autoria própria, 2021.

Na seção que se segue será comentado a respeito da fabricação dos ressoadores dielétricos estudados.

3.1 Fabricação dos ressoadores cilíndricos

Inicialmente, para a fabricação dos compósitos LFO-CTO dos quais foram feitos os ressoadores utilizados nesse trabalho foi necessária a produção da fase pura de LFO, que foi obtida através do método de reação de estado sólido, misturando quantidades estequiométricas de La_2O_3 e Fe_2O_3 (cálculo estequiométrico no Apêndice I), juntamente com esferas de zircônia em um moinho planetário, com relação 10:1 (esferas reagentes) por uma hora a 360 rpm (revoluções por minuto). Após isso, o pó obtido foi calcinado durante quatro horas a uma temperatura de 1000°C com uma taxa de variação de

temperatura de 5°C/min e submetido (para comprovação da formação da fase LFO), a uma análise por difração de raios-x (DRX) (VASCONCELOS *et al.*, 2020).

Sendo obtida a fase pura de LFO, esse material foi misturado manualmente com diferentes quantidades de CTO (que corresponde à fração de massa m da fórmula $\text{LFO}_{1-m}\text{CTO}_m$) juntamente com o aglutinante álcool polivinílico (PVA), na proporção 10:1 (sólidos:álcool), e após a obtenção das misturas LFO-CTO em pó as mesmas foram separadas e rotuladas de acordo com a fração de massa de CTO presente na amostra (VASCONCELOS *et al.*, 2020), nesse caso, foram utilizadas amostras com $m=0$; 0,15; 0,20; 0,35; 0,56; 0,60 e 1.

Para obtenção dos ressoadores, o pó de LFO-CTO foi submetido a uma pressão de 148 Mpa em uma prensa uniaxial por 5 minutos, sendo obtidos assim corpos verdes com diâmetro de aproximadamente 13 mm e relação raio-altura próxima de 1, próprias para medições em micro-ondas. Após isso, os corpos obtidos foram sinterizados a 1300 °C durante 4 horas com taxa de aquecimento de 5°C/min e pré-aquecimento de 30 minutos a 500°C para a eliminação do PVA, (VASCONCELOS *et al.*, 2020) assim se obtendo as amostras cilíndricas que foram utilizadas nesse trabalho.

3.2 Caracterização estrutural

Após a fabricação dos ressoadores, os mesmos foram submetidos a análises estruturais para fins de caracterização.

3.2.1 Difração de raios-x

A difração de raios-x foi utilizada com a finalidade de comprovar a formação das fases esperadas. Para a análise das amostras em questão, foi utilizado um difratômetro PANalyticalXpert Pro®, com fonte de cobalto ($\lambda=1,789\text{Å}$) numa faixa de ângulo de Bragg de $20^\circ < 2\theta < 90^\circ$ e taxa de leitura de 0.5°/min. Após a coleta dos dados os mesmos foram refinados usando o *software* GSAS® e o método Rietveld, através da comparação com os padrões do Inorganic Crystal Structure Database (ICSD) e Crystallographic Open Database (COD) (VASCONCELOS *et al.*, 2020).

3.2.2 Microscopia eletrônica de varredura e espectroscopia de energia dispersiva

Para análise da superfície do material, foram realizadas a SEM (para a análise da morfologia) e a EDS (para análise da composição) ou espectroscopia de energia dispersiva (*Energy dispersive spectroscopy*). Ambas as análises foram realizadas em um equipamento Quanta® 450 FEG a uma temperatura de 25°C com ampliações de 1000 e 5000 (VASCONCELOS *et al.*, 2020).

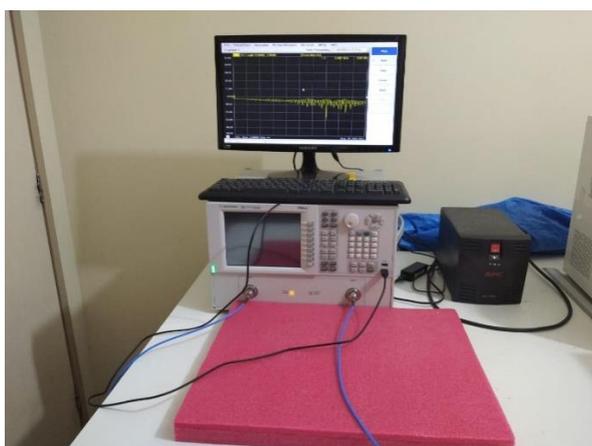
3.2.3 Espectroscopia Mössbauer

A espectroscopia Mössbauer foi realizada, com a finalidade de compreender as propriedades mais sutis das pastilhas fabricadas. Essa análise ocorreu um espectrômetro com analisador multicanal utilizando fonte de ^{57}Co móvel com controlador de velocidade senoidal variando entre -10mm/s a +10mm/s ou -4mm/s a +4mm/s. O ajuste das curvas a partir dos dados obtidos foi realizado no *software* NORMOS-90® (VASCONCELOS *et al.*, 2020).

3.3 Medições dos parâmetros dielétricos e de antena

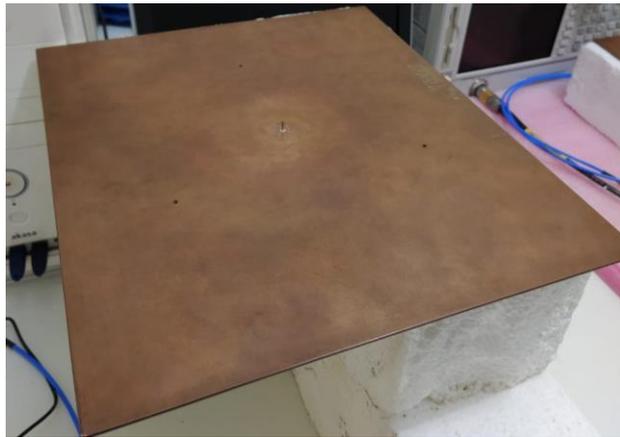
As amostras foram medidas em três diferentes *setups*: um com uma sonda e um extenso plano de terra, e outros dois com linhas de microfita sobre substratos dielétricos aterrados, através de um analisador de rede Agilent Technologies® modelo N5230A (Figura 23). Os *setups* podem ser visualizados na Figura 24, Figura 25 e Figura 26.

Figura 23: Sistema com analisador utilizado para a realização das medições.



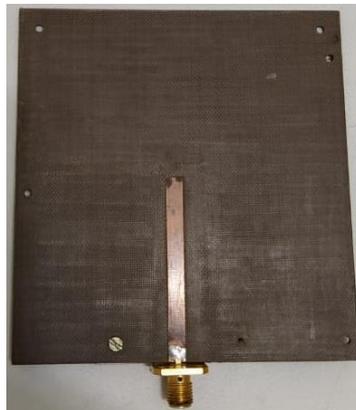
Fonte: Autoria própria, 2020.

Figura 24: Sonda de alimentação com plano de terra.



Fonte: Autoria própria, 2020.

Figura 25: Alimentador de linha de microfita sobre substrato aterrado (1).



Fonte: Autoria própria, 2020.

Figura 26: Alimentador de linha de microfita sobre substrato aterrado (2).



Fonte: Autoria própria, 2020.

Todas as partes metálicas dos *setups* são de cobre. Os substratos da Figura 25 e Figura 26 são de FR4 ($\epsilon_r=4,4$).

As dimensões de interesse dos *setups* de medição são dadas na Tabela 3.

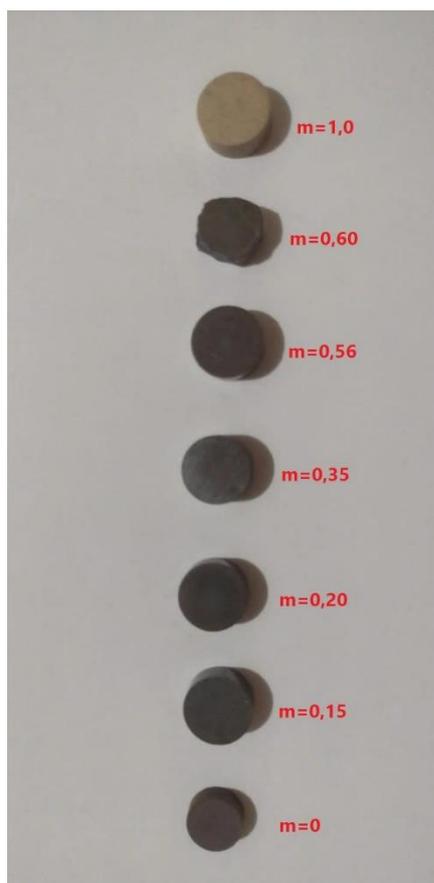
Tabela 3: Dimensões dos *setups* de medição.

ALIMENTAÇÃO POR SONDA	
Parâmetro	Valor
Comprimento da sonda:	8,25 mm
Diâmetro da sonda:	2,11 mm
Dimensões do plano de terra:	355 mm x 300 mm x 2,11 mm
ALIMENTAÇÃO POR LINHA (PLACA DA FIGURA 20)	
Parâmetro	Valor
Comprimento da linha:	45 mm (na direção da maior dimensão)
Espessura da linha:	4 mm
Dimensões do plano de terra:	86,2 mm x 83,2 mm x 1,40 mm
ALIMENTAÇÃO POR LINHA (PLACA DA FIGURA 21)	
Parâmetro	Valor
Comprimento da linha:	177 mm (na direção da maior dimensão)
Espessura da linha:	4,65 mm
Dimensões do plano de terra:	177 mm x 75 mm x 1,40 mm

Fonte: Autoria própria, 2020.

Os ressoadores utilizados para a composição das DRAs podem ser visualizados na Figura 27, sendo o ressoador de LFO puro mostrado na parte inferior e o de CTO puro na parte superior da imagem, entre eles os ressoadores com fração de massa 0,15; 0,20; 0,35; 0,56 e 0,60 (de baixo para cima).

Figura 27: Ressonadores utilizados nas DRAs.



Fonte: Autoria própria, 2021.

Devido à necessidade da realização de uma posterior DRX, parte do ressonador com $m=0,60$ foi retirada, o que explica as imperfeições em seu formato cilíndrico, entretendo, quando as medições foram realizadas o ressonador estava em perfeito estado. As dimensões das peças são dadas na Tabela 4.

Tabela 4: Dimensões das DRAs.

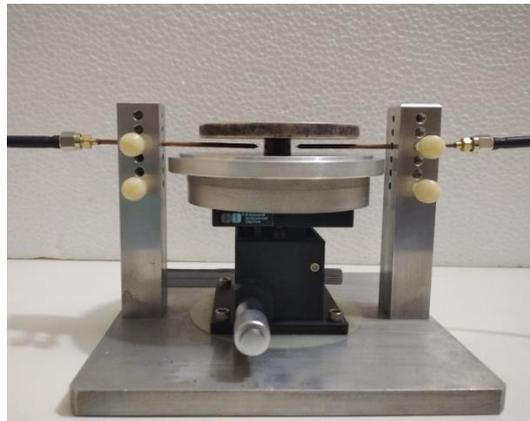
Concentração percentual de CTO na DRA (m)	Raio (r)	Altura (h)
0	6,52 mm	6,58 mm
0,15	6,45 mm	6,45 mm
0,20	6,50 mm	6,50 mm
0,35	6,48 mm	7,12 mm
0,56	6,53 mm	6,46 mm
0,60	6,56 mm	8,02 mm
1	6,57 mm	6,55 mm

Fonte: Autoria própria, 2020.

Para cada uma das configurações, foi medida a perda de retorno e obtida a carta de Smith (para observação do casamento de impedância) para as sete amostras.

Também foram medidos com o mesmo analisador (Agilent Technologies® modelo N5230A) o fator de qualidade, a permissividade relativa, a frequência de ressonância e a tangente de perdas através do método de Hakki-Coleman para o modo $TE_{01\delta}$ (Figura 28), valores que foram utilizados como aproximações iniciais nas simulações. Além disso, também foram obtidos os valores de τ_f para as sete amostras com a utilização de um analisador de mesma marca e modelo.

Figura 28: *Setup* para a realização das medidas Hakki-Coleman.

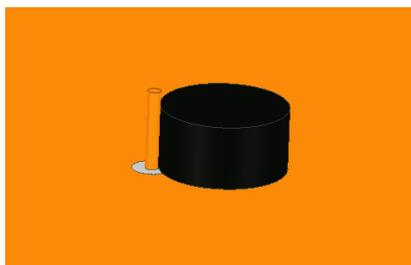


Fonte: Autoria própria, 2020.

3.4 Cálculo das frequências de ressonância e simulação das DRAs

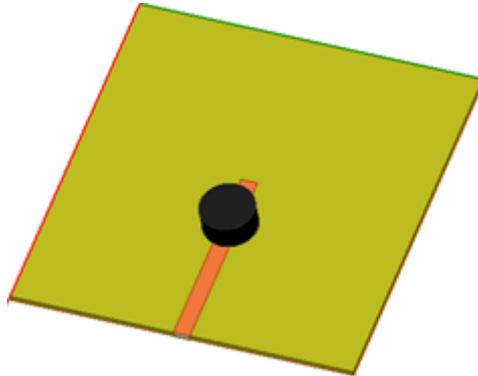
Para a validação dos resultados obtidos através das medições, foram realizadas simulações no *software* Ansys HFSS® para as sete amostras sobre os três *setups* em questão, se obtendo os parâmetros de antena de interesse. Além disso, foram calculadas as frequências de ressonância teóricas para o modo híbrido (Equação 16) para fins de comparação com os resultados obtidos. Na Figura 29, Figura 30 e Figura 31.

Figura 29: Simulação da configuração com monopolo e plano de terra.



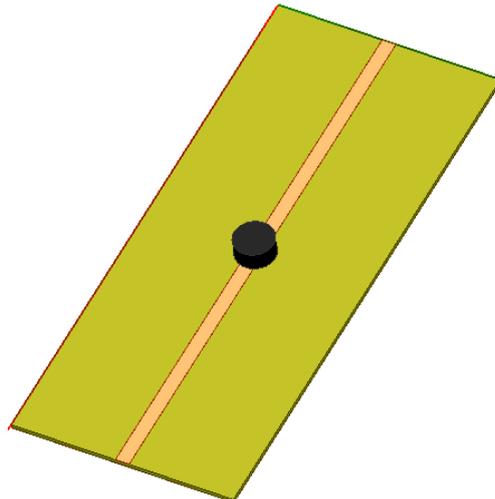
Fonte: Autoria própria, 2020.

Figura 30: Simulação da configuração com linha de microfita sobre substrato aterrado (1).



Fonte: Autoria própria, 2020.

Figura 31: Simulação da configuração de linha de microfita sobre substrato aterrado (2).



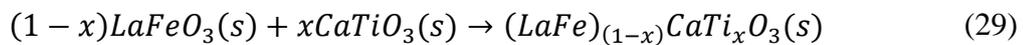
Fonte: Autoria própria, 2020.

4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

4.1 Resultados da caracterização estrutural e morfológica

A caracterização estrutural das peças utilizadas nesse trabalho foi realizada por Vasconcelos (2020). Para os fins que interessam a essa dissertação, será comentado um pouco do que foi obtido na caracterização das peças em questão.

A realização da difratometria de raios-x revelou que as peças que foram produzidas, diferente do que esperado inicialmente, se tratavam de soluções sólidas e não compósitos, como já vem sendo observado nos capítulos anteriores, reagindo segundo a Equação 29.



O valor de x na Equação 29 é a fração em mol de CTO na amostra e possui relação direta com m , a fração de massa de CTO. A Equação 30 mostra o cálculo para a obtenção de m .

$$m = \frac{m_{CTO}}{m_{CTO} + m_{LFO}} \quad (30)$$

Onde m_{CTO} é a massa de CTO na amostra e m_{LFO} é a massa de LFO. A Equação 31 mostra a relação entre m e x .

$$x = \lim_{val \rightarrow m} \left(\frac{1}{0,44 + \frac{0,56}{val}} \right) \quad (31)$$

No Apêndice II, no final desta dissertação, pode-se visualizar o gráfico da difratometria de raios-x para as amostras trabalhadas.

Segundo Vasconcelos (2020) a metodologia empregada para a obtenção das amostras em questão deveria favorecer a formação de compósitos ao invés de soluções sólidas. A formação de soluções sólidas indica tendência de reação entre as fases puras, é possível que a alta temperatura de sinterização tenha levado à obtenção desse resultado.

A microscopia eletrônica de varredura mostrou que todas as peças produzidas possuem baixa porosidade e a espectroscopia de energia dispersiva de raios-x confirmou a presença dos metais nas quantidades esperadas nas peças em questão.

A espectroscopia Mössbauer indicou que com o aumento da porcentagem de CTO (ou seja, de m) existe uma tendência a redução do magnetismo intrínseco nas amostras. Segundo Vasconcelos (2020), para todas as peças com m acima de 0,30 o desdobramento magnético (sexteto) já não era mais detectado na espectroscopia, indicando que as amostras eram predominantemente paramagnéticas, sendo detectados apenas dubletos. Esse comportamento é esperado e ocorre devido à ocupação parcial dos sítios de Fe^{3+} (responsável pelo comportamento magnético) por Ti^{4+} (VASCONCELOS, 2020).

4.2 Resultados das medições dos parâmetros dielétricos e comparação entre as antenas medidas e simuladas

4.2.1 Resultado das medições dos parâmetros dielétricos

Para a simulação das antenas, inicialmente se fez necessária a obtenção das características dielétricas das peças em micro-ondas. Na Tabela 5 pode-se visualizar as características dielétricas para as peças, obtidas através do método Hakki-Coleman, quando operando no modo TE_{018} , além da razão raio-altura das mesmas.

Tabela 5: Características dielétricas das peças de acordo com a fração de massa de CTO.

m	f_0 (GHz)	ϵ_r	$tg\delta \times 10^2$	Q_d	τ_f (ppm/°C)	r/h
0	5,97	28,50	0,68	140,00	-108,10	0,99
0,15	8,23	15,35	2,15	46,90	-409,86	1,00
0,20	4,47	51,80	5,58	18,00	-218,60	1,00
0,35	8,09	15,17	2,05	49,31	-119,48	0,91
0,56	8,09	14,91	1,43	70,70	23,55	1,01
0,60	3,51	66,40	0,96	104,00	28,50	0,81
1	2,23	153,90	0,17	601	469,10	1,00

Fonte: Autoria própria, 2020.

É possível observar na Tabela 5 os valores obtidos para o coeficiente de temperatura da frequência de ressonância (τ_f). Esses deixam claro que esse parâmetro

cruza o zero entre $m= 0,35$ e $m= 0,56$ (a transição de valores negativos para positivos) indicando que alguma fração de massa entre esses valores leva a amostras com alta estabilidade térmica; um resultado importante. A Equação 31 mostra como o coeficiente de temperatura da frequência ressonante pode ser calculado com base no método de Silva, Fernandes e Sombra (2012).

$$\tau_f = \frac{1}{f_i} \cdot \frac{\Delta f}{\Delta T} \cdot 10^6 \frac{ppm}{^\circ C} \quad (31)$$

Onde f_i é a frequência ressonante inicial (GHz), Δf é a variação de frequência ressonante (GHz) e ΔT é a variação de temperatura ($^\circ C$) durante a medição.

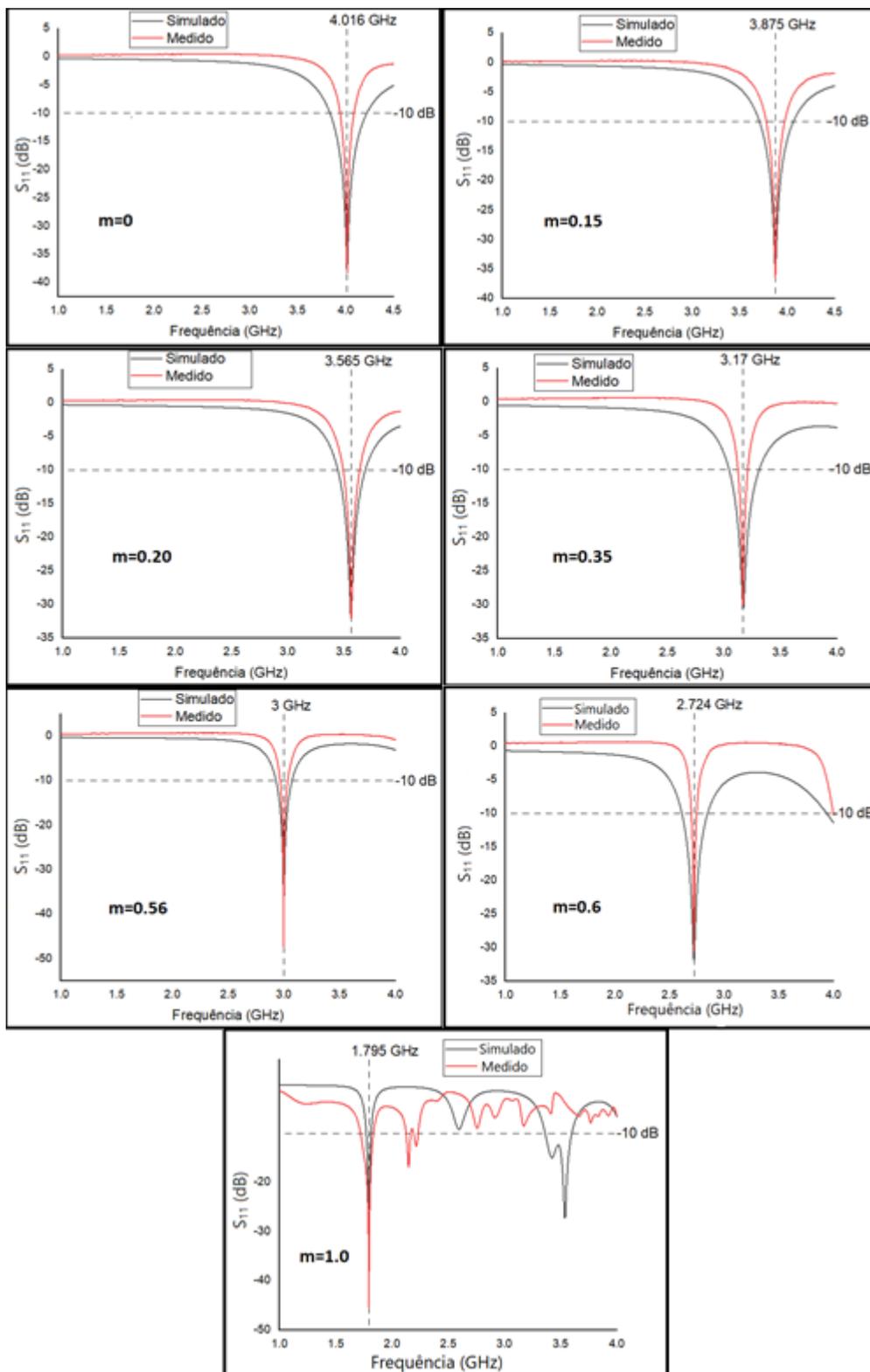
Partindo dos valores de frequência de ressonância (f_0), permissividade relativa (ϵ_r) e tangente de perdas ($tg\delta$) na Tabela 5 como aproximações iniciais foi possível realizar as simulações das peças operando como antenas no modo HEM_{118} , e assim foram obtidos os parâmetros dielétricos e de antenas para o modo híbrido via simulação, para as três configurações propostas. Na subseção que se segue serão apresentados e comentados os resultados obtidos para as antenas excitadas por monopolo.

4.2.2 Resultados para a operação da antena na configuração de monopolo sobre plano de terra

Na

Figura 32 pode-se visualizar os gráficos para perda de retorno (medidos e simulados).

Figura 32: Gráfico do parâmetro S_{11} para as antenas excitadas por monopolo.

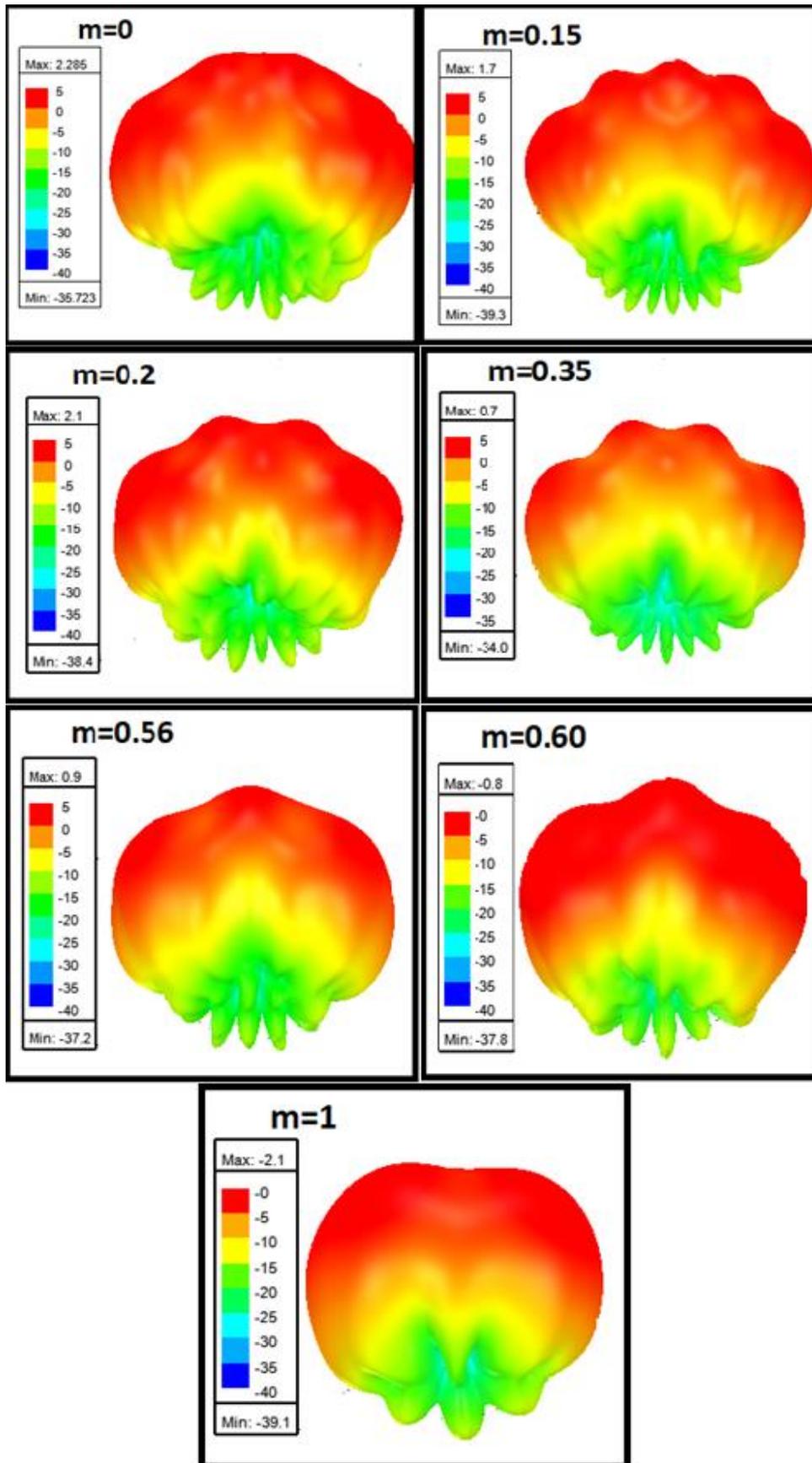


Fonte: Autoria própria, 2020.

Pela

Figura 32 se percebe que com o aumento da quantidade de CTO nas peças existe a redução da frequência de ressonância, indo de 4,016 GHz para o ressoador apenas com LFO até 1,795 GHz para o ressoador apenas com CTO, esse resultado era esperado e ocorre devido ao aumento da permissividade relativa dos ressoadores. Além disso, se percebe maior divergência entre os valores medidos e simulados para a perda de retorno quando $m=0,56$ e $m=1$, sendo essas as melhores aproximações que foram possíveis de se obter para o gráfico medido via simulação. No geral, todas as antenas apresentaram uma baixa perda de retorno para a configuração de alimentação por monopolo e operam nas bandas C, S e L. Na Figura 33 pode-se visualizar os diagramas de radiação de ganho total 3D das antenas com excitação por monopolo obtidos no *software* HFSS.

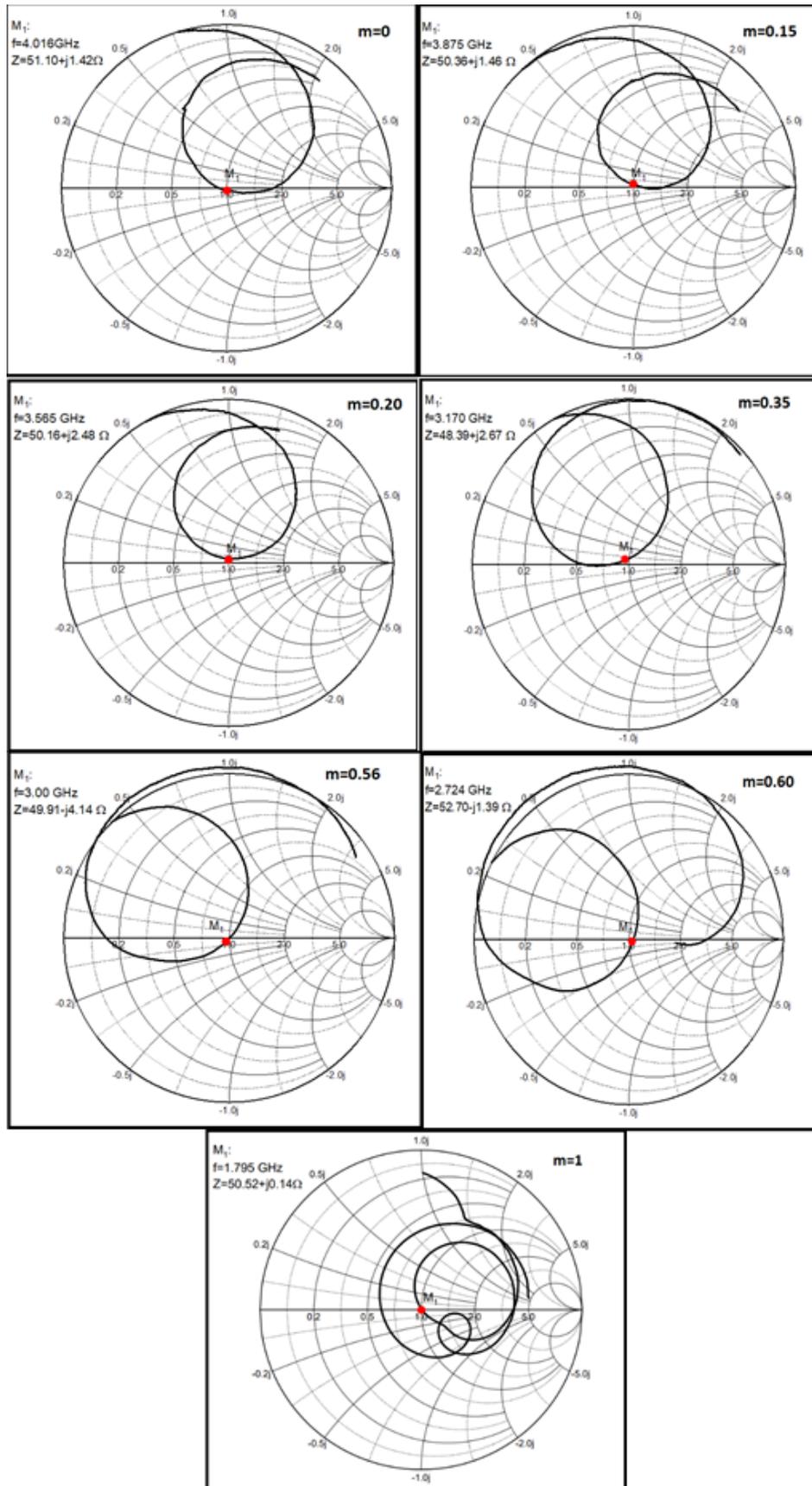
Figura 33: Diagrama de radiação de ganho total (em dB) das antenas excitadas por monopolo.



Fonte: Autoria própria, 2020.

Partindo da Figura 33 é possível observar que o comportamento geral do padrão de radiação das DRAs é direcional e *broadside*, quando alimentadas por monopolo. Além disso, é possível observar que com o aumento da concentração de CTO nas soluções sólidas existe a redução do ganho das antenas, indo de 2,28 dB para a DRA de LFO puro a -2,10 dB para a DRA de CTO puro. Na Figura 34 se pode visualizar as cartas de Smith para as antenas operando na configuração de monopolo.

Figura 34: Cartas de Smith para as antenas excitadas por monopolo.



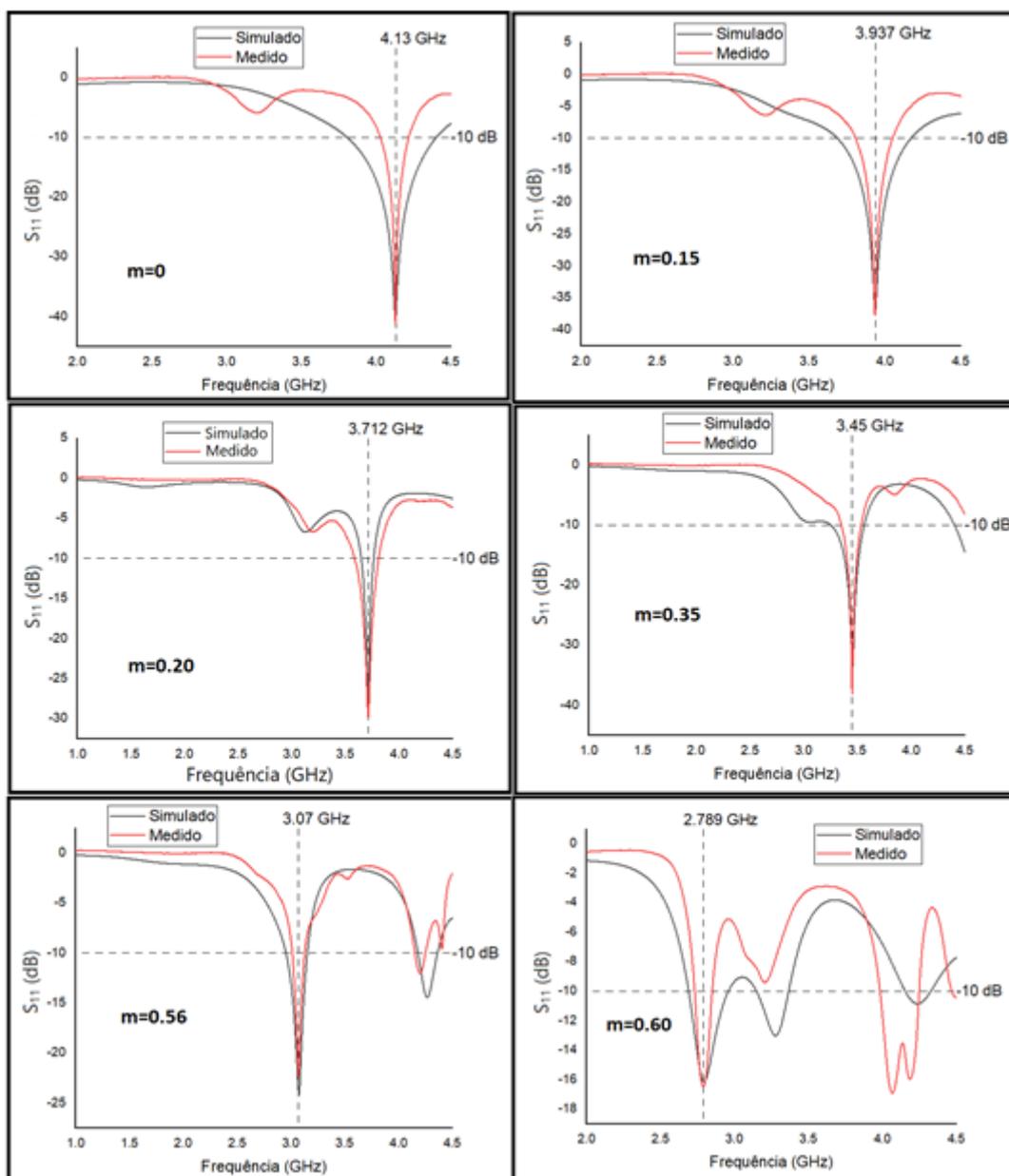
Fonte: Autoria Própria, 2021.

Como pode ser observado na Figura 34, para todas as antenas foram obtidos bons resultados para o casamento de impedância em relação ao padrão de 50Ω , além disso, é possível notar a rotação anti-horária do padrão de impedâncias sobre a carta de Smith com o aumento da fração de massa de CTO, tendo como ponto de referência a frequência de ressonância; essa característica apenas não foi observada para $m=1$. Na subseção que se segue serão mostrados e comentados os resultados obtidos para as antenas na configuração de microfita (1).

4.2.3 Resultados para a operação da antena na configuração de microfita (1).

Na Figura 35 pode-se visualizar os valores da perda de retorno para as antenas operando sobre a configuração de microfita (1).

Figura 35: Gráfico do parâmetro S_{11} para as antenas sobre a configuração de microfita (1).

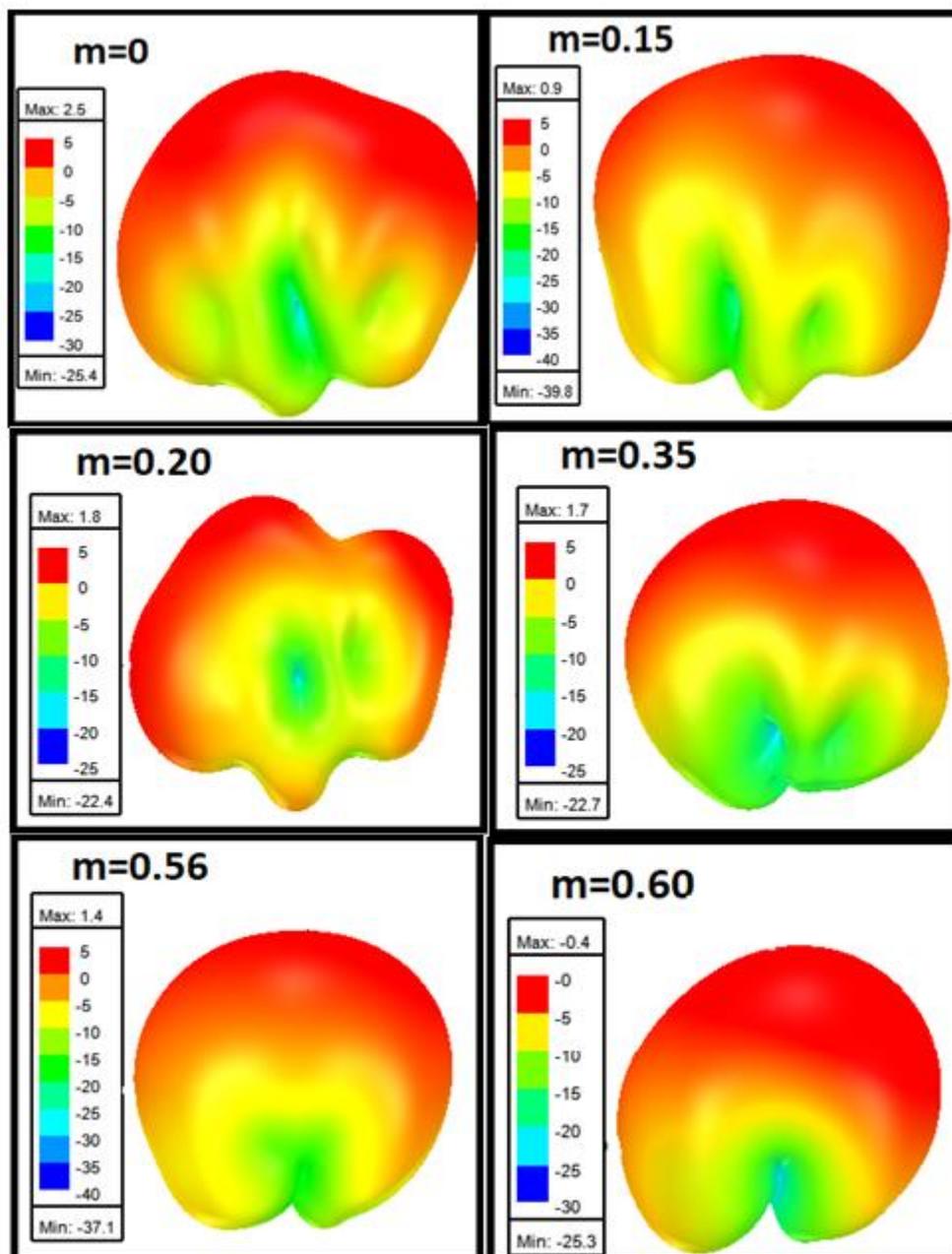


Fonte: Autoria própria, 2021.

É possível perceber que há bom acordo entre os valores simulados e medidos, com antenas operando nas bandas C e S. Os valores medidos para o ressoador de $m=1$ nesta configuração, por outro lado, apresentaram grandes discrepâncias com relação aos valores simulados, indicando imprecisão na medição, dessa forma, esses valores foram omitidos por não representarem a realidade; além disso, por meio desses foi possível obter que o ressoador com $m=1$ não opera apropriadamente como antena nesta configuração já que todos os valores de S_{11} estão acima de -10. Na Figura 36 pode-se

visualizar os diagramas de radiação 3D para as antenas operando sobre a configuração de microfita (1).

Figura 36: Diagrama de radiação de ganho total (em dB) das antenas sobre setup de microfita (1).



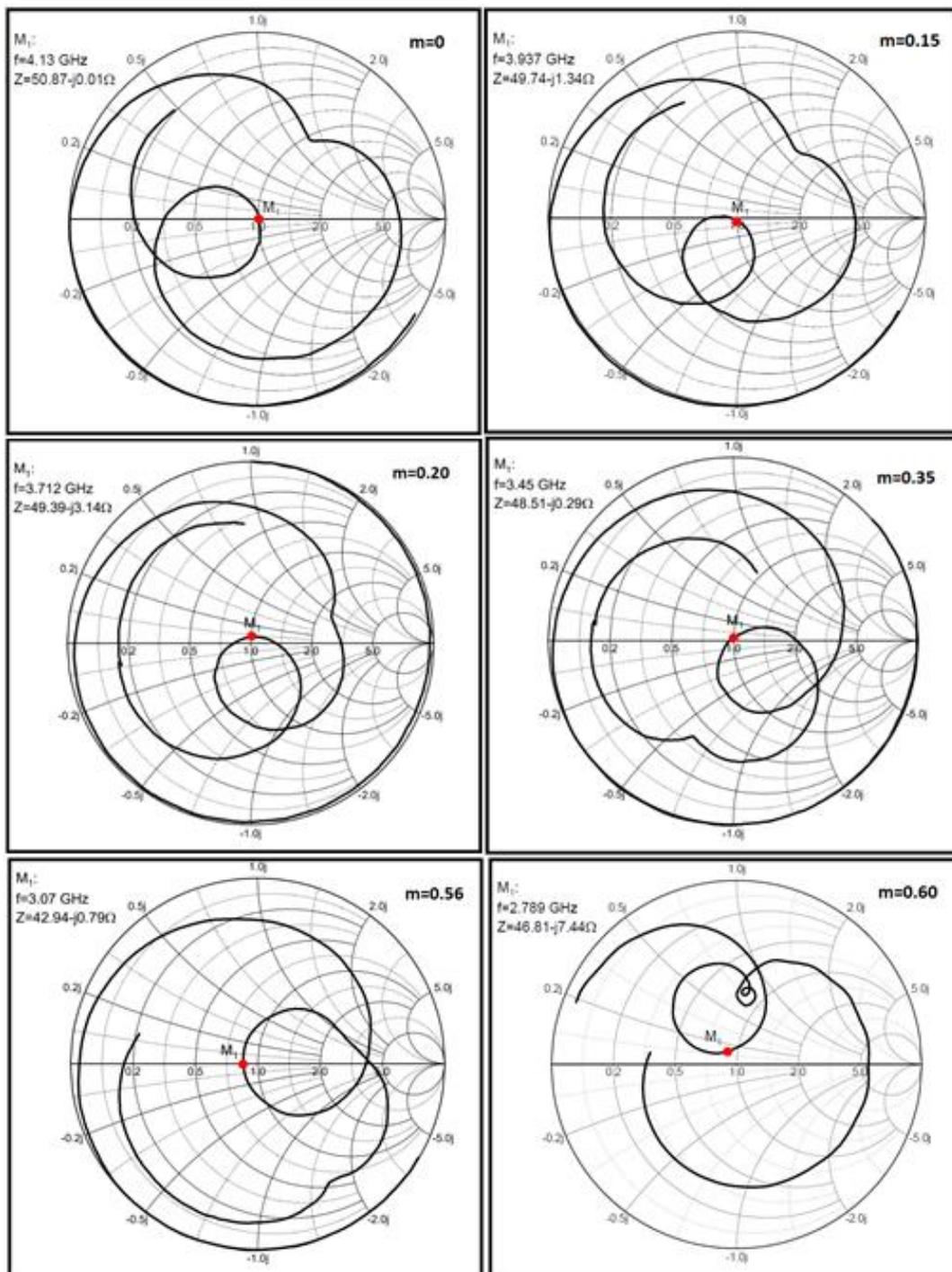
Fonte: Autoria Própria, 2021.

Pela Figura 36 é possível notar que para as antenas no setup de microfita (1) os diagramas de radiação apresentam padrão *broadside* e direcional com ganho máximo variando de 2,50 dB a -3,07 dB, havendo a tendência ao decréscimo do ganho com o

aumento da fração de massa de CTO, sendo o maior valor aquele para o ressoador com $m=0$, assim como na configuração de monopolo.

Na Figura 37 são mostradas as cartas de Smith para as antenas operando na configuração de microfita (1).

Figura 37: Cartas de Smith para as antenas excitadas por microfita (1).



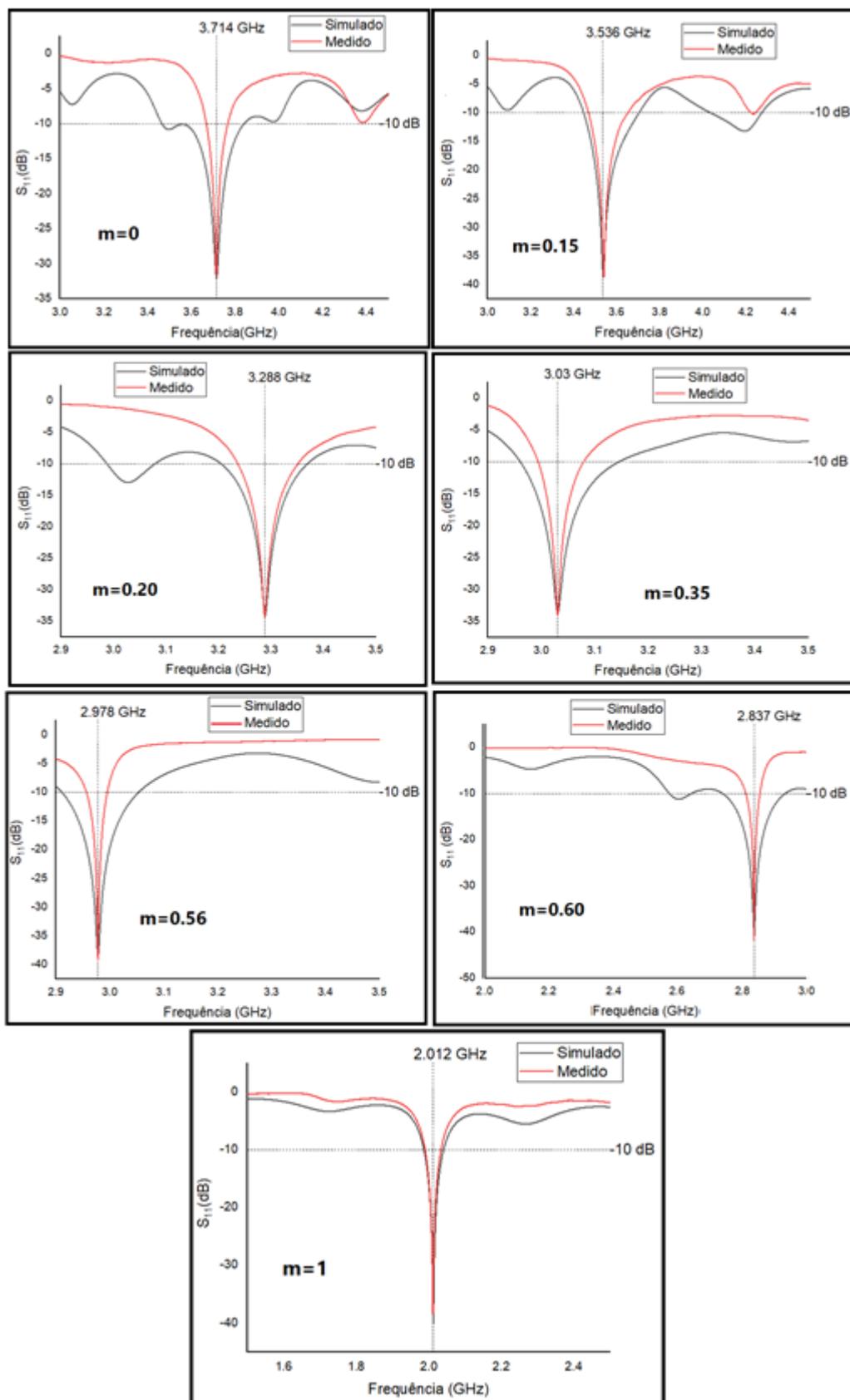
Fonte: Autoria própria, 2021.

Pela Figura 37 pode-se notar que existe bom casamento de impedância para as antenas na configuração de microfita com relação ao padrão de 50Ω com alguns valores mais discrepantes (os ressoadores com $m=0,56$ e $m=0,60$). A rotação no sentido anti-horário do padrão de impedâncias em relação à frequência de ressonância para as antenas nessa configuração também é notada. Na subseção que se segue os resultados obtidos para as antenas na segunda configuração de microfita são mostrados e comentados.

4.2.4 Resultados para a operação da antena na configuração de microfita (2).

Na Figura 38 pode-se visualizar o comparativo dos gráficos simulados e medidos de S_{11} para as amostras operando como antenas na configuração de microfita (2).

Figura 38: Gráfico do parâmetro S_{11} para as antenas sobre a configuração de microfita (2).

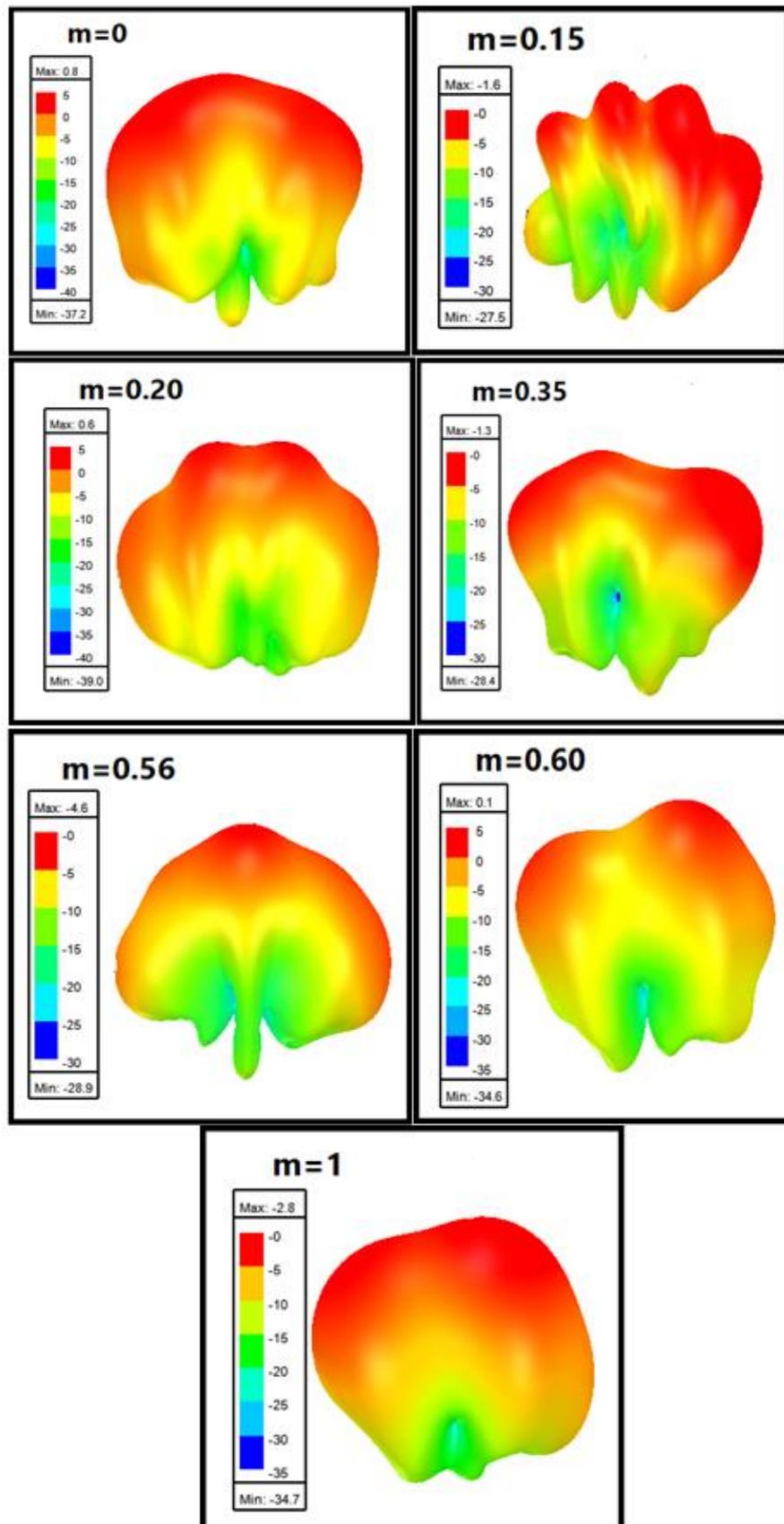


Fonte: Autoria própria, 2021.

É perceptível pelos gráficos o bom acordo entre os valores simulados e medidos, com gráficos simulados apresentando mais ondulações. Assim como nas duas outras configurações o aumento da fração de massa de CTO resulta na redução da frequência de ressonância; neste caso, resultando em antenas que operam nas bandas S e L.

Na Figura 39 pode-se visualizar os diagramas de radiação de ganho total para as antenas da segunda configuração de microfita.

Figura 39: Diagrama de radiação de ganho total (em dB) das antenas sobre setup de microfita (2).

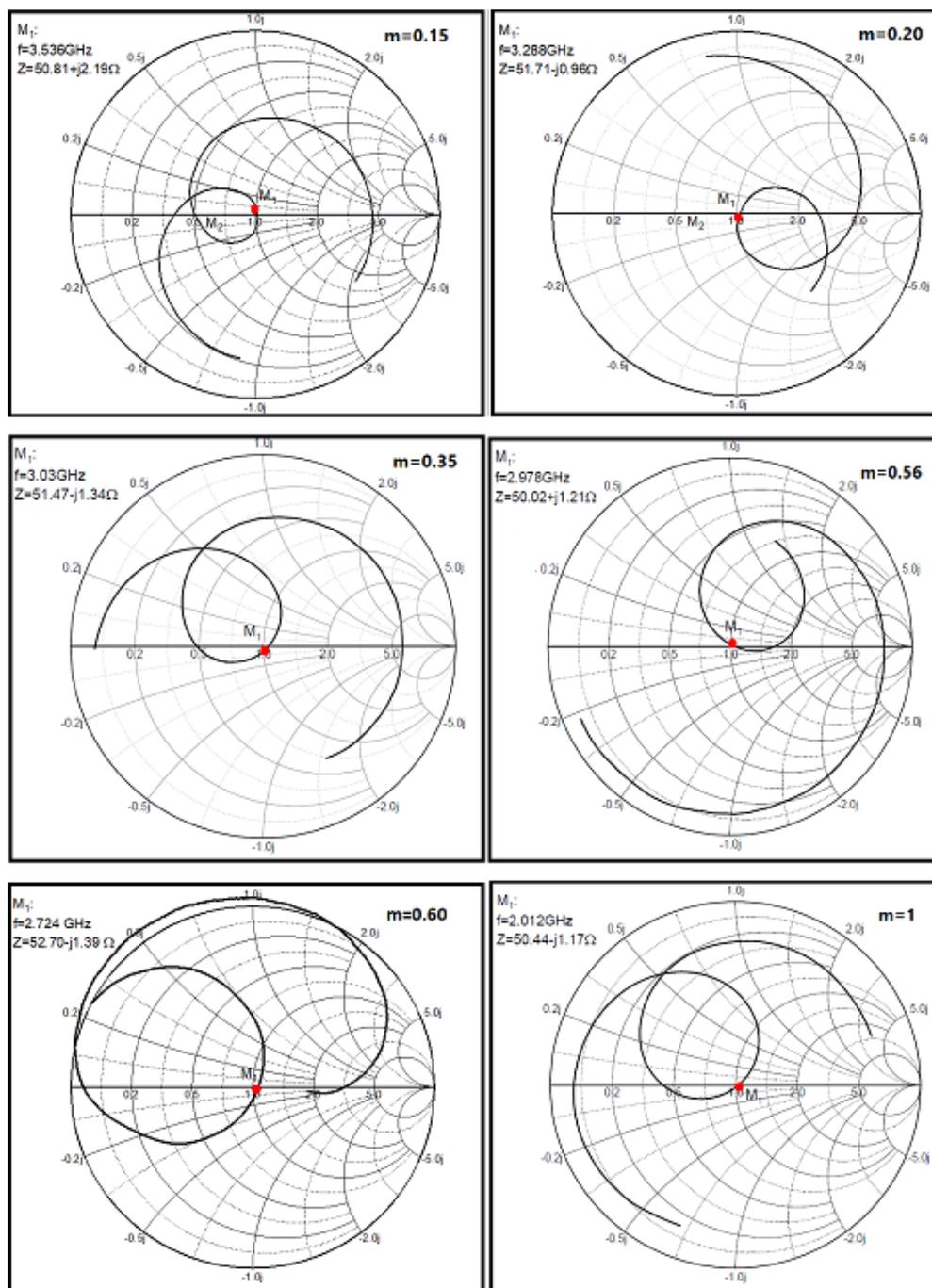


Fonte: Autoria própria, 2021.

Partindo da Figura 39 é possível perceber que os ganhos para as antenas da segunda configuração de microfita são menores que aqueles das duas outras configurações estudadas; além disso, esses valores apresentam mais imprevisibilidade em relação ao aumento da fração de massa de CTO. Os possíveis motivos que levaram a esse resultado é a maior perda por condução na linha de microfita (que é maior); a posição do ressoador sobre a linha, que faz mudar o padrão de radiação; as perdas intrínsecas dos dielétricos e a concentração dos campos no interior do ressoador com o aumento da fração de massa de CTO. Com a união de todos esses fatores, o maior ganho obtido foi para $m=0$ (0,8 dB) e o menor para $m=0.56$ (-4,6 dB).

Na Figura 40 pode-se visualizar as cartas de Smith para as antenas da segunda configuração de microfita.

Figura 40: Cartas de Smith para as antenas excitadas por microfita (2).



Fonte: Autoria própria, 2021.

Os dados para a amostra de LFO puro foram perdidos, dessa maneira não foi possível a plotagem da carta de Smith para a amostra dessa composição.

A Figura 40 mostra os padrões de impedância para as antenas de composição $m=0,15$ a $m=1$. Os resultados mostram que houve bom casamento de impedância das

antenas com relação ao padrão de 50 Ω , além disso não é perceptível um padrão claro de rotação para os gráficos traçados.

4.3 Parâmetros dielétricos obtidos via simulação e erro da frequência de operação

Na Tabela 6 pode-se visualizar os valores de permissividade relativa e tangente de perdas nas frequências de ressonância obtidos via simulação para as antenas trabalhadas.

Tabela 6: Permissividade e tangente de perdas dos ressoadores operando como antenas (modo HEM_{118}).

	m	0	0.15	0.20	0.35	0.56	0.60	1
M O N O P O L O	ϵ_r	23,91	26,75	31,30	37,50	44,95	46,50	129,1
	$tg\delta \times 10^2$	7,35	7,75	5,80	8,00	4,85	9,00	3,00
M I C R O F I T A (1)	ϵ_r	23,70	25,60	32,40	37,00	46,00	41,81	--
	$tg\delta \times 10^2$	7,30	10,20	3,00	8,00	5,58	8,76	--
M I C R O F I T A (2)	ϵ_r	26,41	28,15	34,40	35,00	37,30	41,50	85,60
	$tg\delta \times 10^2$	4,40	14,90	5,40	11,80	12,00	6,50	3,28

Fonte: Autoria própria, 2021.

Pode-se perceber que a permissividade relativa aumenta com o incremento da concentração de CTO na amostra. É notável também que a variação da tangente de perdas é irregular, apresentando seu maior valor para a composição com $m=0,15$ que apresentou uma tangente de perdas de 0,149 para a configuração de microfita (2).

Na Tabela 7 pode-se visualizar o comparativo entre as frequências de ressonância calculadas a partir da Equação 26 (teóricas) e aquelas obtidas experimentalmente para as três configurações analisadas.

Tabela 7: Comparação entre as frequências de ressonância teóricas (calculadas) e experimentais.

	m	0	0.15	0.20	0.35	0.56	0.60	1
M O N O P O L O	f_{real} GHz	4,01	3,87	3,56	3,17	3,00	2,72	1,79
	f_{teórica} GHz	4,12	3,97	3,66	3,24	3,08	2,77	1,82
	Erro %	2,5	2,6	2,8	2,4	2,7	2,1	1,8
M I C R O F I T A (1)	f_{real} GHz	4,13	3,93	3,71	3,45	3,07	2,78	--
	f_{teórica} GHz	4,14	4,05	3,60	3,26	3,05	2,92	--
	Erro %	0,2	3,0	3,1	5,8	0,7	4,8	--
M I C R O F I T A (2)	f_{real} GHz	3,71	3,54	3,29	3,03	2,98	2,84	2,01
	f_{teórica} GHz	3,94	3,88	3,50	3,36	3,37	2,93	2,24
	Erro %	6,2	9,6	6,4	10,9	13,1	3,2	11,4

Fonte: Autoria própria, 2021.

Analisando os dados da Tabela 7, é perceptível que foram obtidos menores erros para as configurações de monopolo e microfita (1), enquanto que, para a configuração de microfita (2), alguns resultados apresentaram erros consideráveis; esses erros mais elevados para a segunda configuração de microfita foram devidos principalmente ao fato de que a linha de microfita nesse *setup* é mais longa o que dificultou a otimização. Outro aspecto perceptível é aquele já constatado anteriormente: o aumento da

concentração de CTO nas amostras resulta na redução das frequências de ressonância das antenas.

Na seção que se segue são apresentadas as devidas conclusões para o trabalho realizado e as sugestões para futuros trabalhos.

5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

A partir do trabalho realizado, foi possível concluir que ressoadores de soluções sólidas LFO-CTO podem ser aplicados em antenas ressoadoras dielétricas na faixa de micro-ondas em diferentes configurações.

As antenas apresentaram bons valores ganho, principalmente aquelas com o ressoador com fração de massa de $m=0$, sendo 2,5 dB o maior valor de ganho obtido. Os diagramas de radiação, para todas as antenas, apresentaram característica *broadside* e direcional, o que era esperado para a excitação das antenas no modo $HEM_{11\delta}$. Os resultados mostraram bom acordo entre os valores de frequência de ressonância teóricos e medidos (menor erro percentual: 0,2; maior erro percentual: 13,1), com algumas discrepâncias para aqueles valores da segunda configuração de microfita, devido ao difícil ajuste do ressoador sobre a linha de microfita e a dificuldade de otimizar os resultados simulados. Também foram obtidos bons casamentos de impedância em relação ao padrão para alimentadores (50Ω).

Foi obtido que o aumento da fração de CTO nas amostras reduz a frequência de ressonância das antenas devido ao incremento permissividade dos ressoadores, obtendo-se, assim, antenas operando nas bandas L, S e C. O aumento da permissividade com o incremento do CTO nas amostras também foi responsável pela redução da eficiência de radiação das antenas, devido à maior concentração dos campos elétricos no ressoador, reduzindo a quantidade de campo radiado. Também foi possível observar que diferentemente do aumento gradual da permissividade com o incremento da fração de massa de CTO, que apresentou relação diretamente proporcional, a variação da tangente de perdas com m não apresenta um padrão.

Nas cartas de Smith foi observada a rotação anti-horária do padrão de impedâncias para os ressoadores de $m=0$ a $m=0,60$ em relação à impedância na ressonância para as configurações de monopolo e microfita (1), uma característica não observada em trabalhos anteriores.

Para futuros trabalhos propõe-se a criação de um mecanismo que movimente os ressoadores dielétricos acima da linha de microfita, obtendo-se, dessa maneira, diferentes características de ressonância, impedância e radiação, promovendo reconfigurabilidade às antenas com *setups* de microfita. Outro possível trabalho é o estudo de DRAs com ressoadores feitos de compósitos LFO-CTO, já que o presente trabalho abordou ressoadores de soluções sólidas desses materiais.

6 TRABALHOS RELACIONADOS

Como fruto deste trabalho foi publicado um artigo na revista *Ceramics International* com o título “Design and characterization study of LaFeO_3 and CaTiO_3 composites at microwave frequencies and their applications as dielectric resonator antennas”. O artigo pode ser acessado através do seguinte link: <https://doi.org/10.1016/j.ceramint.2021.08.224>.

REFERÊNCIAS

- ACHARYA, S. et al. Multiferroic behavior of lanthanum orthoferrite (LaFeO₃). *Materials Letters*. Burdwan, p. 415-418. 18 nov. 2009.
- ATKINS, P. W. et al. **Shriver and Atkin's Inorganic Chemistry**. 5. ed. New York: W. H. Freeman and Company, 2010.
- AZEVEDO, Lucas Oliveira *et al.* Antena de microfita sobre substrato de ferrita de cobalto. **Revista Eletrônica de Engenharia Elétrica e Mecânica (R4EM)**, Mossoró, v. 2, p. 144-154, 11 set. 2020.
- BAI, Qiang *et al.* Switchable Textile Microstrip Antenna for on/offbody Communications and Shape Distortion Study. In: ASIA-PACIFIC CONFERENCE ON ANTENNAS AND PROPAGATION, 2012, Singapore.
- BALANIS, Constantine. *Antenna Theory: ANALYSIS AND DESIGN*. 3. ed. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- BERCHMANS, L. John *et al.* Effect of antimony substitution on structural and electrical properties of LaFeO₃. **Journal Of Materials Processing Technology**. Karaikudi, p. 301-306. out. 2008.
- BHARGAV, K.K.; RAM, S.; MAJUMDER, S.B.. Physics of the multi-functionality of lanthanum ferrite ceramics. **Journal Os Applied Physics**. Kharagpur, p. 1-10. 30 maio 2014.
- CALLISTER JR., W. D. *Ciência e engenharia de materiais: uma introdução*. 7. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2008.
- CASTRO, A. J. N. et al. A study of the dielectric and electrical properties of the matrix composite [Ba₂CoNbO₆ (BCNO)_{1-X} - CaTiO₃(CTO)_X]. **Materials Research Bulletin**, v. 113, p. 169–174, maio 2019.
- CHEN, L.F. *et al.* **Microwave Electronics: measurement and materials characterization**. Singapura: John Wiley & Sons, 2004. 553 p.
- CHILVERY, Ashwith *et al.* A perspective on the recent progress in solutionprocessed methods for highly efficient perovskite solar cells. **Science And Technology Of Advanced Materials**. La, p. 650-658. 13 out. 2016.
- COSTA, Rodrigo Carvalho Souza. **Estudo experimental e numérico de uma antena ressoadora dielétrica (...) para aplicações em bluetooth**. 2007. 177 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Pós-Graduação em Engenharia de Teleinformática, Universidade Federal do Ceará (Ufc), Fortaleza, 2007.
- COUTINHO, P. V.; CUNHA, F.; BARROZO, P. Structural, vibrational and magnetic properties of the orthoferrites LaFeO₃ and YFeO₃: A comparative study. *Solid State Communications*, v. 252, n. December 2016, p. 59–63, 2017.
- CRANSHAW, T. E.. Mossbauer spectroscopy. **Iopscience**. Harwell, p. 497-505. 1974.

DEDAVID, Berenice Anina; GOMES, Carmem Isse; MACHADO, Giovanna. **Microscopia Eletrônica de Varredura: aplicações e preparação de amostras**. Porto Alegre: Edipucrs, 2007. 60 p.

FILHO, V. A. A. Arranjo de Log-Periódicos Compactos em Microfita com Elementos Fractais de Koch. Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFRN. Natal, 2010.

GUO, J. et al. Optimization and experimental verification of coplanar interdigital electroadhesives. **Journal of Physics D: Applied Physics**, v. 49, n. 41, 2016.

HALLIDAY, David; RESNICK, Robert; WALKER, Jearl. **Fundamentos de física**. 10. ed. Rio de Janeiro, RJ: LTC, c2016 vol 4;

HAYT JUNIOR, William H.; BUCK, John A.. **Eletromagnetismo**. 8. ed. New York: AMGH, 2013. 598 p.

JAIN, P.; SRIVASTAVA, S.. Investigation of structural, magnetic and electrical properties of pure LaFeO₃ synthesized through solution combustion technique. Digest Journal Of Nanomaterials And Biostructures. Bhopal, p. 141-147. jan. 2015.

JANCAR, B.; VALANT, M.; SUVOROV, D. Solid-State Reactions Occurring during the Synthesis of CaTiO₃-NdAlO₃ Perovskite Solid Solutions. **Chemistry of Materials**, v. 16, n. 6, p. 1075–1082, mar. 2004.

JOY, D. C. **Scanning electron microscope**. Disponível em: <https://www.britannica.com/technology/scanning-electron-microscope>. Acesso em: 30 jun. 2020.

KAO, K. C. **Dielectric Phenomena in Solids**, Elsevier Academic Press, 2004.

KEYROUZ, S.; CARATELLI, D.. Dielectric Resonator Antennas: Basic Concepts, Design Guidelines, and Recent Developments at Millimeter-Wave Frequencies. International Journal Of Antennas And Propagation. Aaa, p. 1-2. jul. 2016.

LANGLEY, Richard J.; FORD, Keneth L.; LEE, Hyung-Joo. Switchable on/off-body Communication At 2.45GHz Using Textile Microstrip Patch Antenna on Stripline. In: EUROPEAN CONFERENCE ON ANTENNAS AND PROPAGATION (EUCAP), 6., 2011.

LONG, Stuart A.; MCALLISTER, Mark W.; SHEN, Liang C., Resonant Cylindrical Cavity Antenna. **Ieee Transactions On Antennas And Propagation**. Chicago, p. 406-412. 3 de maio e 1983.

LUK, K. M; LEUNG, K.W. **Dielectric resonator antenas**. Baldock: Research Studies Press, Ltd., 2003.

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.

MONACHESI, Emilio *et al.* **Efecto de la Foresta en las Transmisiones electromagnéticas dentro de una WLAN (LAN inalámbrica)**. Tucumán: Editorial de La Universidad Tecnológica Nacional - Edutecne, 2011. 19 p.

MONGIA, Rajesh K.; BHARTIA, Prakash. Dielectric resonator antennas: a review and general design relations for resonant frequency and bandwidth. **International Journal Of Microwave And Milimeter-Wave Computer-Aided Engineering**. Ottawa, p. 230-247. m

MOULSON, A. J.; HERBERT, J. M. **Electroceraamics**. 2. ed. West Sussex: John Wiley & Sons, 2003.

PECHARSKY, V. K.; ZAVALIJ, P. Y. Fundamentals of powder diffraction and structural characterization of materials. New York: Springer US, 2005.

PETOSA, Aldo. Dielectric Resonator Antenna Handbook. Norwood, Ma: ArtechHouse, 2007.

PIRES JR, Guilherme Francisco de Moraes. **ESTUDO DAS PROPRIEDADES DIELÉTRICAS E MAGNÉTICAS DA HEXAFERRITA Ba₂Co₂Fe₁₂O₂₂ (Co₂Y) ADICIONADAS COM Pbo E Bi₂O₃ PARA APLICAÇÃO EM DISPOSITIVOS DE RF E MICROONDAS**. 2010. 121 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Curso de Pós-Graduação em Engenharia de Teleinformática, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2010.

POGÖSCHNIK, G. **Micrography**. Disponível em: http://archive.boston.com/bigpicture/2008/11/peering_into_the_micro_world.html#photo12. Acesso em: 30 jun. 2020.

RANIERI, M.G.A. *et al.* Electrical behavior of chemically grown lanthanum ferrite thin films. **Ceramics International**. São Paulo, p. 2234-2240. 21 out. 2015.

RICHERSON, D. W. **Modern Ceramic Engineering**. 3. ed. Boca Raton: CRC Press, 2006.
RICHTMYER, Robert Davis. Dielectric Resonators. *Journal Of Applied Physics*. p. 391-398. Dezembro de 1939.

SAHOO, S. *et al.* Fabrication and characterization of LaFeO₃-BaTiO₃ electroceramics. **Materials Chemistry and Physics**, v. 216, n. May, p. 158-169, 2018.

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.

SHARMA, S. K. (ED.). **Handbook of Materials Characterization**. Cham: Springer International Publishing, 2018.

SILVA, Isaac Barros Tavares da. **Projeto e análise de antena de microfita com utilização de metamaterial do tipo CSRR**. 2014. 115 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Programa de Pós-Graduação em Sistemas de Comunicação e Automação, Universidade Federal Rural do Semiárido, Mossoró, 2014.

SILVA, M. A. S.; FERNANDES, T. S. M.; SOMBRA, A. S. B..An alternative method for the measurement of the microwave temperature coefficient of resonant frequency (τ_f). *Journal Of Applied Physics*, [S.L.], v. 112, n. 7, p. 074106, out. 2012. AIP Publishing. <http://dx.doi.org/10.1063/1.4755799>.

THIRUMALAIRAJAN, S. et al. Investigation on magnetic and electric properties of morphologically different perovskite LaFeO₃ nanostructures. *Journal Of Materials Science: Materials In Electronics*. New York, p. 8652-8662. jul. 2015.

VASCONCELOS, S.J.T. *et al.* High thermal stability and colossal permittivity of novel solid solution LaFeO₃/CaTiO₃. **Materials Chemistry And Physics**. Fortaleza, p. 1-11. maio 2020.

VASCONCELOS, Sebastião Junior Teixeira. Aumento da estabilidade térmica das matrizes cerâmicas derivadas da ortoferrita de lantânio e titanato de cálcio para operação em altas frequências. 2020. 98 f. Tese (Doutorado) - Curso de Programa de Pós-Graduação em Química, Universidade Federal do Ceará (UFC), Fortaleza, 2020.

YOSHIDA, Yutaka; LANGOUCHE, Guido. **Mössbauer Spectroscopy**. London: Springer, 2013. 308 p.

APÊNDICE I

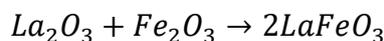
Para a produção dos compósitos LFO-CTO foram utilizados os precursores La_2O_3 e Fe_2O_3 para a produção da ortoferrita de lantânio, sendo esta posteriormente misturada com titanato de cálcio comercial. A massa molar dos elementos para produção do LFO pode ser vista na Tabela 8.

Tabela 8: Massa molar dos elementos envolvidos na reação do LFO.

ELEMENTO	MASSA MOLAR
Lantânio (La)	138,91g/mol
Ferro (Fe)	55,55 g/mol
Oxigênio (O)	16,00g/mol

Fonte: Autoria própria, 2020.

Consequentemente o La_2O_3 possui massa molar de 325,82 g/mol e o Fe_2O_3 massa molar de 159,10 g/mol. A equação estequiométrica balanceada é a seguinte:



Sabendo que 1 mol de La_2O_3 e de Fe_2O_3 produzem 2 mols de LaFeO_3 (242,46 g/mol), pode-se calcular quanto de cada um dos reagentes é necessário para a produção de 1g de ortoferrita de lantânio. Esse cálculo pode ser visualizado a seguir:

$$325,82 \text{ g } (\text{La}_2\text{O}_3) \rightarrow 484,92 \text{ g } (\text{LaFeO}_3)$$

$$X_{\text{La}_2\text{O}_3} \rightarrow 1 \text{ g } (\text{LaFeO}_3)$$

$$159,10 \text{ g } (\text{Fe}_2\text{O}_3) \rightarrow 484,92 \text{ g } (\text{LaFeO}_3)$$

$$X_{\text{Fe}_2\text{O}_3} \rightarrow 1 \text{ g } (\text{LaFeO}_3)$$

Consequentemente:

$$X_{\text{La}_2\text{O}_3} = 0,6719 \text{ g}$$

$$X_{\text{Fe}_2\text{O}_3} = 0,3280 \text{ g}$$

Sendo essas as quantidades de percussores para a produção de 1 g de LaFeO_3 por reação de estado sólido. Para a preparação das amostras em questão neste trabalho foram produzidas 50 g de LaFeO_3 , ou seja, foram utilizadas 33,60 g de La_2O_3 e 16,40 g de Fe_2O_3 ; nem toda a ortoferrita produzida foi utilizada.

Posteriormente à produção do LFO, o mesmo foi misturado com as quantidades desejadas de CTO. A proporção entre a quantidade de massa de CTO em cada amostra e a massa total da amostra (em porcentagem) é dada pela fração de massa m (Equação 30).

Sabendo que cada amostra após a produção possuía cerca de 4,90 g, a quantidade de LFO e CTO em cada amostra é dada na Tabela 9.

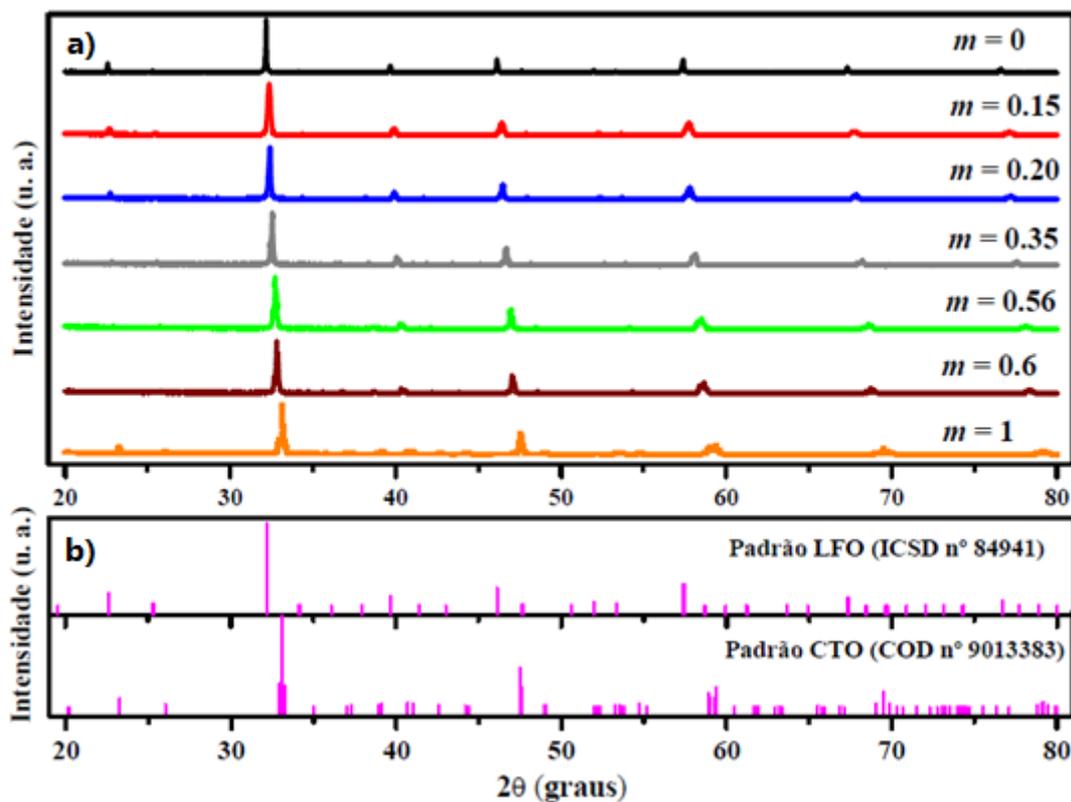
Tabela 9: Quantidades de LFO e CTO em gramas em cada amostra.

LFO_(1-m)CTO_(m)	Quantidade de LaFeO₃ (g)	Quantidade de CaTiO₃ (g)
LFO₍₁₎CTO₍₀₎	4,900 g	0 g
LFO_(0,85)CTO_(0,15)	4,165 g	0,735 g
LFO_(0,8)CTO_(0,2)	3,920 g	0,980 g
LFO_(0,65)CTO_(0,35)	3,185 g	1,715 g
LFO_(0,44)CTO_(0,56)	2,156 g	2,744 g
LFO_(0,4)CTO_(0,6)	1,960 g	2,940 g
LFO₍₀₎CTO₍₁₎	0 g	4,900 g

Fonte: Autoria própria, 2020.

APÊNDICE II

Figura 41: Difratogramas de raios-x para as amostras de soluções sólidas LFO-CTO trabalhadas.



Fonte: Autoria própria, 2021.

Observando a Figura 41 a) é possível observar a transição dos picos entre as amostras puras com o aumento da fração de massa de CTO nas amostras. Comparando a Figura 41 a) e b) para as amostras puras é possível perceber o bom acordo entre o padrão obtido neste trabalho com aqueles das bases de dados ICSD e COD, confirmando assim a formação das fases puras e a transição entre elas.