



UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
CURSO DE DOUTORADO

ANDRÉCIA PEREIRA DA COSTA

**IMPLEMENTAÇÃO DE UMA ANTENA RESSOADORA MAGNETO-DIELÉTRICA
CILÍNDRICA BASEADA NA MATRIZ YIG PARA O CONTROLE DOS MODOS DE
PROPAGAÇÃO $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$ E $TM_{01\delta}$**

CAMPINA GRANDE

2021

ANDRÉCIA PEREIRA DA COSTA

**IMPLEMENTAÇÃO DE UMA ANTENA RESSOADORA MAGNETO-DIELÉTRICA
CILÍNDRICA BASEADA NA MATRIZ YIG PARA O CONTROLE DOS MODOS DE
PROPAGAÇÃO $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$ e $TM_{01\delta}$**

Tese de Doutorado submetida ao Programa da Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande, como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutora em Ciências, no domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Informação

Linha de Pesquisa: Eletrônica e Telecomunicações

Orientadores: Prof. Dr. Glauco Fontgalland

Prof. Dr. Alfrêdo Gomes Neto

CAMPINA GRANDE

2021

©Andrécia Pereira da Costa – andrecia.costa@ee.ufcg.edu.br

C837i

Costa, Andrécia Pereira da.

Implementação de uma antena ressoadora magneto-dielétrica cilíndrica baseada na matriz YIG para o controle dos modos de propagação $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$ e $TM_{01\delta}$ / Andrécia Pereira da Costa. – Campina Grande, 2021.

119 f. : il. color.

Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2021.

"Orientação: Prof. Dr. Glauco Fontgalland, Prof. Dr. Alfrêdo Gomes Neto".

Referências.

1. Antenas Ressonadoras Magneto-Dielétricas. 2. Processamento da Informação 3. Ferrita. 4. MDRA. 5. Matriz YIG. 6. Controle dos Modos de Propagação. 7. Material Cerâmico. 8. Eletrônica e Telecomunicações. I. Fontgalland, Glauco. II. Gomes Neto, Alfrêdo. III. Título.

CDU 621.396.67(043)



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
POS-GRADUACAO EM ENGENHARIA ELETRICA
Rua Aprigio Veloso, 882, - Bairro Universitario, Campina Grande/PB, CEP 58429-900

REGISTRO DE PRESENÇA E ASSINATURAS

1. ATA DA DEFESA PARA CONCESSÃO DO GRAU DE DOUTOR EM CIÊNCIAS, NO DOMÍNIO DA ENGENHARIA ELÉTRICA, REALIZADA EM 21 DE MAIO DE 2021
(Nº 328)

CANDIDATO(A): **ANDRÉCIA PEREIRA DA COSTA**. COMISSÃO EXAMINADORA: WAMBERTO JOSÉ LIRA DE QUEIROZ, D.Sc, UFCG, Presidente da Comissão, GLAUCO FONTGALLAND, Dr., UFCG, ALFREDO GOMES NETO, D.Sc., IFPB, Orientadores, RAQUEL ALINE ARAÚJO RODRIGUES FELIX, D.Sc., UFCG, ANTONIO SÉRGIO BEZERRA SOMBRA, Ph.D, UFC, HUMBERTO DIONÍSIO DE ANDRADE, Dr., UFERSA, CUSTÓDIO JOSÉ OLIVEIRA PEIXEIRO, Dr., IST .TÍTULO DA TESE: Implementação de uma Antena Ressoradora Magneto-Dielétrica Cilíndrica Baseada na Matriz Yig para o Controle dos Modos de Propagação HEM11, TE01 e TM01. ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: Processamento da Informação. HORA DE INÍCIO: **14h00** – LOCAL: **Sala Virtual, em virtude da suspensão de atividades na UFCG decorrente do coronavírus e de conformidade com o Art. 8º da PORTARIA PRPG/GPR Nº 003, DE 18 DE MARÇO DE 2020**. Em sessão pública, após exposição de cerca de 45 minutos, o(a) candidato(a) foi arguido(a) oralmente pelos membros da Comissão Examinadora, tendo demonstrado suficiência de conhecimento e capacidade de sistematização, no tema de sua tese, obtendo conceito APROVADO. Face à aprovação, declara o(a) presidente da Comissão, achar-se o examinado, legalmente habilitado(a) a receber o Grau de Doutor em Ciências, no domínio da Engenharia Elétrica, cabendo a Universidade Federal de Campina Grande, como de direito, providenciar a expedição do Diploma, a que o(a) mesmo(a) faz jus. Na forma regulamentar, foi lavrada a presente ata, que é assinada por mim, ÂNGELA DE LOURDES RIBEIRO MATIAS, e os membros da Comissão Examinadora presentes. Campina Grande, 21 de Maio de 2021.

ÂNGELA DE LOURDES RIBEIRO MATIAS
Secretária

WAMBERTO JOSÉ LIRA DE QUEIROZ, D.Sc, UFCG
Presidente da Comissão e Examinador Interno

GLAUCO FONTGALLAND, Dr., UFCG
Orientador

ALFREDO GOMES NETO, D.Sc., IFPB

Orientador

RAQUEL ALINE ARAÚJO RODRIGUES FELIX, D.Sc., UFCG
Examinador Interno

ANTONIO SÉRGIO BEZERRA SOMBRA, Ph.D, UFC
Examinador Externo

HUMBERTO DIONÍSIO DE ANDRADE, Dr., UFERSA
Examinador Externo

CUSTÓDIO JOSÉ OLIVEIRA PEIXEIRO, Dr., IST
Examinador Externo

ANDRÉCIA PEREIRA DA COSTA
Candidata

2 - APROVAÇÃO

2.1. Segue a presente Ata de Defesa de Tese de Doutorado da candidata **ANDRÉCIA PEREIRA DA COSTA**, assinada eletronicamente pela Comissão Examinadora acima identificada.

2.2. No caso de examinadores externos que não possuam credenciamento de usuário externo ativo no SEI, para igual assinatura eletrônica, os examinadores internos signatários **certificam** que os examinadores externos acima identificados participaram da defesa da tese e tomaram conhecimento do teor deste documento.



Documento assinado eletronicamente por **ANGELA DE LOURDES RIBEIRO MATIAS, SECRETÁRIO (A)**, em 24/05/2021, às 09:06, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **RAQUEL ALINE ARAUJO RODRIGUES, PROFESSOR(A) DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 24/05/2021, às 09:41, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **WAMBERTO JOSE LIRA DE QUEIROZ, PROFESSOR(A) DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 24/05/2021, às 09:42, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **GLAUCO FONTGALLAND, PROFESSOR(A) DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 24/05/2021, às 10:25, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **Alfredo Gomes Neto, Usuário Externo**, em 24/05/2021, às 10:49, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **Antonio Sergio Bezerra Sombra, Usuário Externo**, em 25/05/2021, às 09:08, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018.



Documento assinado eletronicamente por **Andrécia Pereira Da Costa, Usuário Externo**, em 16/06/2021, às 15:37, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018.



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site <https://sei.ufcg.edu.br/autenticidade>, informando o código verificador **1473203** e o código CRC **3161F360**.

Referência: Processo nº 23096.027153/2021-11

SEI nº 1473203



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
POS-GRADUACAO EM ENGENHARIA ELETRICA
Rua Aprigio Veloso, 882, - Bairro Universitario, Campina Grande/PB, CEP 58429-900

DECLARAÇÃO

Processo nº 23096.027153/2021-11

DECLARAMOS para fins de comprovação que, os Professores WAMBERTO JOSÉ LIRA DE QUEIROZ, D.Sc, UFCG, Presidente da Comissão e Examinador Interno, GLAUCO FONTGALLAND, Dr., UFCG, ALFREDO GOMES NETO, D.Sc., IFPB, Orientadores, RAQUEL ALINE ARAÚJO RODRIGUES FELIX, D.Sc., UFCG, Examinador Interno, ANTONIO SÉRGIO BEZERRA SOMBRA, Ph.D, UFC, Examinador Externo, HUMBERTO DIONÍSIO DE ANDRADE, Dr., UFERSA, Examinador Externo e CUSTÓDIO JOSÉ OLIVEIRA PEIXEIRO, Dr., IST., Examinador Externo, participaram da Banca de Defesa Final da Tese de Doutorado, do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFCG, intitulada “Implementação de uma Antena Ressonadora Magneto-Dielétrica Cilíndrica Baseada na Matriz Yig para o Controle dos Modos de Propagação HEM11, TE01 e TM01” de autoria do doutorando **Andrécia Pereira da Costa**, no dia 21 de maio de 2021, as **14h00** – LOCAL: **Sala Virtual, em virtude da suspensão de atividades na UFCG decorrente do coronavírus.**



Documento assinado eletronicamente por **MAURICIO BELTRAO DE ROSSITER CORREA, COORDENADOR (A)**, em 24/05/2021, às 11:14, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018.



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site <https://sei.ufcg.edu.br/autenticidade>, informando o código verificador **1473247** e o código CRC **E768097B**.

Caro Professor
Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa
Coordenador do PPgEE/UFCEG

Eu, **Custódio José Oliveira Peixeiro, Dr., IST**, na qualidade de membro da comissão examinadora da defesa de tese intitulada Implementação de uma Antena Ressonadora Magneto-Dielétrica Cilíndrica Baseada na Matriz Yig para o Controle dos Modos de Propagação HEM_{11δ}, TE_{01δ} e TM_{01δ}, de **ANDRÉCIA PEREIRA DA COSTA**, da qual participei por videoconferência, no dia 21 de maio de 2021, declaro ter recebido cópia da ata, que consta nos autos do processo nº [23096.027153/2021-11](#) como documento nº (1473203), a qual li e, embora não tenha podido assinar, é para todos os efeitos como se eu tivesse, pois está em perfeita conformidade com o que foi deliberado pela comissão e, portanto, estou de pleno acordo com seus termos.

Custódio José Oliveira Peixeiro, Dr., IST



Caro Professor
Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa
Coordenador do PPgEE/UFCEG

Eu, **Humberto Dionísio de Andrade, Dr., UFRSA**, na qualidade de membro da comissão examinadora da defesa de tese intitulada Implementação de uma Antena Ressonadora Magneto-Dielétrica Cilíndrica Baseada na Matriz Yig para o Controle dos Modos de Propagação HEM_{11δ}, TE_{01δ} e TM_{01δ}, de **ANDRÉCIA PEREIRA DA COSTA**, da qual participei por videoconferência, no dia 21 de maio de 2021, declaro ter recebido cópia da ata, que consta nos autos do processo nº [23096.027153/2021-11](#) como documento nº (1473203), a qual li e, embora não tenha podido assinar, é para todos os efeitos como se eu tivesse, pois está em perfeita conformidade com o que foi deliberado pela comissão e, portanto, estou de pleno acordo com seus termos.



Humberto Dionísio de Andrade, Dr., UFRSA

Dedico esta tese a Deus por todas as bênçãos na minha vida. E, por me permitir chegar até aqui, com muita força, foco e fé. E ao Santo Expedito por atender as minhas causas justas e urgentes, em todas as horas de aflições e desespero.

Aos meus pais, Francisca e José, por todo amor e motivação. Sempre acreditaram na minha coragem e persistência.

A todos os filhos de agricultores que saíram da zona rural e enfrentaram a cidade grande, em busca de uma melhor educação e a realização de seu sonho.

AGRADECIMENTOS

A Deus, por todas as bênçãos recebidas em minha vida.

A minha família considerada minha primeira escola da vida. Em especial, a meus pais Francisca e José por todo amor, dedicação e confiança depositada em todo instante. A meu esposo Joarlhes pelo amor, paciência e companhia de todas as horas. A meus irmãos, André, Andréia e Aniércia pelo carinho e incentivo. A meus sobrinhos Erick, Adriel e Adrian pelas alegrias compartilhadas. A meus cunhados Elionaldo e Fernando (in memoriam) pela admiração e respeito. As minhas avós, Teresa (in memoriam) e Maria pelo amor e admiração. Aos meus tios (as), primos (as) e amigos (as), por toda consideração, força e pensamentos positivos.

A meu orientador Glauco Fontgalland, por ter aceitado me orientar durante o doutorado, por todos os ensinamentos, atenção, disponibilidade e confiança depositada. A meu coorientador Alfrêdo Gomes Neto, por toda dedicação, atenção, confiança, ensinamentos, amizade e pela parceria construída desde o mestrado. Ao professor Antônio Sérgio Bezerra Sombra, por ter sido também um coorientador de grande contribuição. Pela disponibilização do material a ser estudado nessa tese, também por ter liberado o acesso ao seu laboratório para os experimentos, e por todo apoio, disponibilidade e ensinamentos.

Aos professores da banca examinadora: Wamberto José, Raquel Aline, Sérgio Sombra, Humberto Dionísio, Custódio Peixeiro pela honra em tê-los para avaliação dessa tese.

A todos os professores do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), particularmente a professora Raquel Aline e o professor Rômulo Valle pela contribuição e ensinamentos fornecidos durante o curso.

Aos profissionais da Coordenadoria de Pós-graduação em Engenharia Elétrica (COPELE), Ângela, Pedro, Leandro e o professor Maurício pela atenção, dedicação, compromisso e excelência nos serviços prestados para/com os alunos do PPGEE.

Aos amigos e colegas do PPGEE, em particular a Priscilla Kadja, Thamyris Evangelista, Gustavo Forte, Maciel Oliveira, Luis Alves, João Rubens, Israel Aires, Alexandre Henrique,

Willian Martins, Nieremberg Ramos, Galba Aragão e Josiel Cruz. Por terem dividido o espaço de estudo, compartilhado conhecimentos e por toda amizade conquistada.

A toda equipe que faz parte do Laboratório de Telecomunicações e Ciência e Engenharia de Materiais (LOCEM) / Universidade Federal do Ceará (UFC), em especial ao professor Sérgio Sombra, Eduardo Vasconcelos, Marcelo Silva e Samantha pela atenção prestada.

A todos os funcionários da Universidade Federal de Campina Grande (UFCG) em especial, a Joaquim do laboratório de mecânica, Lucimar da secretaria do Departamento de Engenharia Elétrica, Josineide (Dona Neide) funcionária terceirizada da higienização e Valber de Aragão do Laboratório de Metrologia (LABMET) pela dedicação, presteza e excelência nos serviços prestados.

A UFCG - Campus Campina Grande, pela oportunidade de crescimento profissional, e também ao apoio financeiro ofertado pela Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), onde fui bolsista durante o doutorado. E ao Instituto Federal da Paraíba (IFPB) pela parceria.

Ao Laboratório de Eletromagnetismo e Micro-ondas Aplicados (LEMA), Laboratório de Antenas e Sensores (LASen), LABMET / UFCG, Grupo de Telecomunicações e Eletromagnetismo Aplicado (GTEMA) / IFPB, Laboratório de Telecomunicações e Ciência e Engenharia de Materiais (LOCEM) / UFC pelo o espaço para os experimentos práticos.

Aos amigos inesquecíveis: Albanete Pereira, Wandra Bwanna, Jociana Costa, Ariliane Souza, Gilliane Mariano, Juliete Souza, Laís Félix, Yanes Coutinho, Marina Alencar, Deisy Mamedes, Thayuan Rolim, João Batista, Romualdo Figueiredo, José Kleber, Gilberto Sobreira, Paulo Henrique, Joabson Nogueira, Máguida Wanderley, Elinodson Mangueira, Cicero Othon, Givanildo Roberto, Geovane Ferreira, Adriana Costa, Pedro Leite, Carlos Fabrício e Vlademir Cousseau por toda colaboração e pelas palavras de esperança e força.

A todos, o meu muito obrigada!

“O que anos atrás me parecia distante, hoje é presente. As noites a fio que assisti passar e que me parecia infindável, agora somam o calendário do passado. E que sabor terá agora as noites do futuro? Sem dúvida terão o inconfundível gosto da saudade. Saudade do já vivido, do amigo ausente, das palavras que aos poucos vão querendo virar lágrimas. Mas a despedida muda de tom quando a certeza do reencontro permanece tão viva.”

(Autor desconhecido)

RESUMO

As antenas ressoadoras magneto-dielétricas, (*MDRA, magnetic dielectric resonant antennas*) estão sendo investigadas por diversos pesquisadores por suas variadas características e aplicações. Dentre essas características, alta constante dielétrica e magnética, fundamentais para sua miniaturização, baixas perdas dielétricas, comparadas aos materiais metálicos, facilidade de excitação visando a geração de modos de propagação e seletividade de magnetização. Neste trabalho são apresentados os resultados do estudo de uma MDRA com geometria cilíndrica, baseada na matriz (*Yttrium Iron Garnet, YIG*), visando controlar os modos de propagação $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$ e $TM_{01\delta}$, que podem ser controlados individualmente na mesma antena, ou excitar cada porta independentemente ao mesmo tempo ou não, permitindo excitar um modo de cada vez em cada porta. São apresentados resultados analíticos a partir das expressões matemáticas disponíveis na literatura especializada, resultados numéricos obtidos utilizando o programa computacional CST Studio e resultados experimentais, observando-se uma concordância entre os mesmos. É apresentado o projeto de três MDRAs, todas alimentadas por linha de microfita com impedância de entrada de 50Ω . A primeira antena gerou a frequência medida de 5,78 GHz para o modo $HEM_{11\delta}$, a segunda antena excitou os modos $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$ para as frequências medidas 5,78 GHz e 6,75 GHz, respectivamente, e a terceira antena gerou os modos $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$ e $TM_{01\delta}$ para as frequências medidas 5,75 GHz, 6,86 GHz e 8,37 GHz, controladas independentemente. As antenas foram fabricadas em substrato de fibra de vidro FR4 de baixo custo e possui plano de terra. O ressoador magneto-dielétrico foi fabricado usando o material cerâmico magnético originado das ferritas YIG de composição $Y_3Fe_2(FeO_4)_3$ ou $Y_3Fe_5O_{12}$, sendo o mesmo posicionado sobre o substrato dielétrico. Foram analisados os parâmetros de espalhamento S, nas faixas de frequência de 4,9 GHz a 9,5 GHz, em que esses resultados estão dentro do esperado. Também foram apresentados os diagramas de irradiação em 2-D e 3-D. As três MDRAs projetadas foram analisadas numericamente, sendo possível fabricar e caracterizar experimentalmente as três MDRAs propostas. O controle dos modos foi obtido a partir da segunda e terceira antena projetadas, sendo possível excitar os modos $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$ e $TM_{01\delta}$ e controlá-los de forma independente. Também foram obtidos resultados referentes ao efeito do campo magnético da segunda antena, característica importante na seletividade de magnetização, podendo ser controlada eletronicamente. Diante disso, a MDRA apresentou características de miniaturização, modos de propagação e frequência controlados individualmente, com potencial para aplicação nos sistemas de comunicações sem fio.

Palavras chave: Ferrita, antenas ressoadoras magneto-dielétricas, MDRA, YIG, controle dos modos de propagação, material cerâmico.

ABSTRACT

The magneto-dielectric resonator antennas (MDRA, magnetic dielectric resonant antennas) have been investigated by several researchers for their varied characteristics and applications. Among these characteristics, high dielectric and magnetic constant, fundamental for the miniaturization of resonator antennas, low dielectric losses compared to metallic materials, ease in the excitation aiming the generation of modes of propagation and selective magnetization. This work presents the results of the study of an MDRA with cylindrical geometry, based on the matrix (Yttrium Iron Garnet, YIG), aiming to control the $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$ and $TM_{01\delta}$ propagation modes, which can be controlled individually on the same antenna, or excite each port independently at the same time or not, allowing to excite one mode at a time on each port. Analytical results are presented from the mathematical equations available in the specialized literature, numerical results obtained using the CST Studio software and experimental results show a very good agreement among them. The designs of three MDRA are presented, all fed by microstrip line with 50Ω input impedance. The first antenna generates the measured frequency from 5.78 GHz to the $HEM_{11\delta}$ mode, the second antenna excites the $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$ modes for measured frequencies 5.78 GHz and 6.75 GHz, respectively, and the third antenna generates modes $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$ and $TM_{01\delta}$ for the simulated frequencies 5.75 GHz, 6.86 GHz and 8.37 GHz, independently controlled. The antennas were manufactured from a low cost FR4 fiberglass substrate and have a common ground plane. The magneto-dielectric resonator is manufactured using the magnetic ceramic material originated from the ferrites (Yttrium Iron Garnet, YIG) of composition $Y_3Fe_2(FeO_4)_3$ or $Y_3Fe_5O_{12}$, which is positioned on the dielectric substrate. The scattering parameters S were analyzed in the frequency bands from 4.9 GHz to 9.5 GHz, with results within the expected range. The 2-D and 3-D irradiation diagrams are also presented. Three MDRA were designed and analyzed numerically, making it possible to manufacture and measure the three proposed MDRA. The mode control was obtained from the second and third projected antenna, being possible to excite the $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$ and $TM_{01\delta}$ modes and to control them independently. Results were also obtained regarding the effect of the magnetic field of the second antenna, an important characteristic in the selectivity of magnetization, which can be controlled electronically. Therefore, MDRA presented characteristics of miniaturization, modes of propagation and frequency individually controlled, with potential for application in wireless communication systems.

Keywords: Ferrite, Magneto-dielectric resonant antennas, MDRA, YIG, propagation modes control, ceramic material.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Modelo da DRA cilíndrica.....	32
Figura 2.2 – Protótipo da DRA proposta: (a) antena sem o DR, (b) estrutura de alimentação e antena completa	33
Figura 2.3 – Estrutura da DRA cilíndrica, destacando a alimentação.....	33
Figura 2.4 – Geometria proposta da antena.....	34
Figura 2.5 – Antena proposta: (a) antena projetada, (b) vista isométrica, (c) estrutura de alimentação.....	34
Figura 2.6 – Protótipo da antena proposta: (a) vista de topo, (b) vista isométrica.....	35
Figura 3.1 – Diferentes formas geométricas de DRA	39
Figura 3.2 – (a) DRA cilíndrica em um plano de terra em $z = 0$, (b) representação esquemática dos modos nas direções azimute, radial e axial em um ressoador cilíndrico	40
Figura 3.3 – Distribuição dos campos elétricos e magnéticos do DR cilíndrico.....	44
Figura 3.4 – Principais técnicas de excitação para as DRAs.....	45
Figura 3.5 – Destaque da técnica de excitação por linha de microfita: (a) vista de topo, (b) vista isométrica.....	46
Figura 3.6 – Esquema de medição das propriedades dielétricas: (a) aplicando o método de Hakki e Coleman, (b) configuração típica de laboratório utilizando um Network Analyzer.....	48
Figura 3.7 – Exemplo de medida de transmissão das propriedades dielétricas aplicando o método de Hakki e Coleman	50
Figura 3.8 – Medida experimental de um DR (YIG) com o modo TE_{011} expandido.....	50
Figura 3.9 – Modelo do circuito equivalente de um ressoador dielétrico.....	51
Figura 3.10 – Diferentes tipos de estrutura das ferritas.....	53
Figura 4.1 – Metodologia do projeto para a MDCRA.....	56
Figura 4.2 – Modelo da MDCRA com os parâmetros destacados.....	58
Figura 4.3 – Modelo da MDCRA com detalhe da caixa delimitadora no CST.....	59
Figura 4.4 – Modelo da MDCRA para excitação do modo $HEM_{11\delta}$ (a) alimentação, (b) vista superior, (c) vista isométrica	60
Figura 4.5 – Distribuições vetoriais de campo eletromagnético em cortes transversais do MDCR (simulação): vista de topo na frequência de 5,77 GHz para o modo $HEM_{11\delta}$	60
Figura 4.6 – Modelo da MDCRA proposta para excitação dos modos $HEM_{11\delta}$ e $TE_{01\delta}$: (a) alimentação, (b) vista superior, (c) vista isométrica.....	61

Figura 4.7 – Distribuições vetoriais de campo eletromagnético em cortes transversais do MDCR (simulação): (a) vista de topo na frequência 5,77 GHz para o modo $HEM_{11\delta}$, (b) vista de topo na frequência de 6,75 GHz para o modo $TE_{01\delta}$	62
Figura 4.8 – Modelo da MDCRA proposta para excitar os modos $HEM_{11\delta}$ e $TE_{01\delta}$ e $TM_{01\delta}$: (a) alimentação, (b) vista superior, (c) vista isométrica	63
Figura 4.9 – Distribuições vetoriais de campo eletromagnético em cortes transversais do MDCR (simulação): (a) vista de topo na frequência 5,75 GHz para o modo $HEM_{11\delta}$, (b) vista de topo na frequência de 6,86 GHz para o modo $TE_{01\delta}$, (c) vista de topo na frequência de 8,37 GHz para o modo $TM_{01\delta}$	65
Figura 5.1 – Protótipo fabricado da MDCRA para excitar o modo $HEM_{11\delta}$: (a) vista isométrica, (b) vista superior e (c) vista inferior	66
Figura 5.2 – Protótipo fabricado da MDCRA para excitar os modos $HEM_{11\delta}$ e $TE_{01\delta}$: (a) vista isométrica, (b) vista superior, (c) vista inferior	67
Figura 5.3 – Protótipo fabricado da MDCRA para excitar os modos $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$ e $TM_{01\delta}$ (a) vista isométrica, (b) vista superior, (c) vista inferior.....	68
Figura 5.4 – <i>Setup</i> de medição: (a) estrutura completa do <i>setup</i> para o protótipo 1, (b) estrutura completa do <i>setup</i> para o protótipo 2, (c) detalhes da ligação dos cabos protótipo 1, (d) detalhes da ligação dos cabos protótipo 2 e (e) detalhes da ligação dos cabos protótipo 3.....	69
Figura 5.5 – Resposta em frequência da MDCRA proposta para gerar o modo $HEM_{11\delta}$: (a) comparação do parâmetro S_{11} simulado e medido, (b) detalhes da ligação do cabo para a caracterização experimental	70
Figura 5.6 – <i>Setup</i> de medição para o diagrama de irradiação – LABMET, (b) MDCRA medida, (c) antena log periódica e (d) VNA.....	71
Figura 5.7 – Descrição dos planos: (a) plano E, (b) plano H.....	72
Figura 5.8 – Diagrama de irradiação 2-D da MDCRA para excitação do modo $HEM_{11\delta}$, frequência 5,78 GHz: (a) plano E, (b) diagrama de irradiação 3-D, (c) detalhes da MDCRA medida.....	73
Figura 5.9 – Diagrama de irradiação 2-D da MDCRA para excitação do modo $HEM_{11\delta}$, frequência 5,77 GHz: (a) plano H (b) diagrama de irradiação 3-D, (c) detalhes da MDCRA medida.....	74
Figura 5.10 – Resposta em frequência para a MDCRA proposta para gerar os modos $HEM_{11\delta}$ $TE_{01\delta}$: (a) comparação S_{11} e S_{22} simulados e medidos, (b) detalhe da ligação dos cabos para a caracterização experimental.....	76

Figura 5.11 – Comparação dos parâmetros S_{12} e S_{21} simulados e medidos para a segunda MDCRA proposta.....	78
Figura 5.12 – Descrição dos planos: (a) Plano E, (b) plano H para a frequência 5,78 GHz.....	79
Figura 5.13 – Descrição dos planos: (a) Plano E, (b) plano H para a frequência 6,75 GHz.....	80
Figura 5.14 – Diagrama de irradiação 2-D da MDCRA para excitação do modo $HEM_{11\delta}$ frequência 5,78 GHz: (a) detalhe do <i>setup</i> de medição, diagrama no plano – E, (c) diagrama de irradiação 3-D.....	81
Figura 5.15 – Diagrama de irradiação 2-D da MDCRA para excitação do modo $HEM_{11\delta}$, frequência 5,78 GHz: (a) detalhe do <i>setup</i> de medição (b) diagrama no plano – H, (c) diagrama de irradiação 3-D,	82
Figura 5.16 – Diagrama de irradiação 2-D da MDCRA para excitação do modo $TE_{01\delta}$, frequência 6,75 GHz: (a) detalhe do <i>setup</i> de medição, (b) diagrama no plano – E, (c) diagrama de irradiação 3-D,	83
Figura 5.17 – Diagrama de irradiação 2-D da MDCRA para excitação do modo $TE_{01\delta}$, frequência 6,75 GHz: (a) detalhe do <i>setup</i> de medição, (b) diagrama no plano – H, (c) diagrama de irradiação 3-D	84
Figura 5.18 – Resposta em frequência da MDCRA proposta para excitação dos modos $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$, $TM_{01\delta}$, (a) parâmetros S_{11} , S_{22} e S_{33} simulados, (b) detalhe da antena com a porta 1 excitada, (c) detalhe da antena com porta 2 excitada, (c) detalhe da antena com porta 2 excitada.....	86
Figura 5.19 – (a) Comparação dos parâmetros S_{12} e S_{21} simulados da MDCRA proposta para excitação dos modos $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$, $TM_{01\delta}$, (b) detalhe da antena com porta 1 e porta 2 excitadas.....	87
Figura 5.20 – (a) Comparação dos parâmetros S_{13} e S_{31} simulados da MDCRA proposta para excitação dos modos $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$, $TM_{01\delta}$, (b) detalhe da antena com porta 1 e porta 3 excitadas.....	88
Figura 5.21 – (a) Comparação dos parâmetros S_{23} e S_{32} simulados da MDCRA proposta para excitação dos modos $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$, $TM_{01\delta}$, (b) detalhe da antena com porta 2 e porta 3 excitadas.....	89
Figura 5.22 – Descrição dos planos: (a) Plano E, (b) plano H para a frequência 5,75 GHz.....	91
Figura 5.23 – Descrição dos planos: (a) Plano E, (b) plano H para a frequência 6,86 GHz.....	91
Figura 5.24 – Descrição dos planos: (a) Plano E, (b) plano H para a frequência 8,37 GHz.....	92

Figura 5.25 – Diagrama de irradiação 2-D da MDCRA para excitação do modo HEM_{118} , frequência 5,75 GHz: (a) detalhe do <i>setup</i> de medição, (b) diagrama no plano – E, (c) diagrama de irradiação 3-D.....	93
Figura 5.26 – Diagrama de irradiação 2-D da MDCRA para excitação do modo HEM_{118} , frequência 5,75 GHz: (a) detalhe do <i>setup</i> de medição, (b) diagrama no plano – H, (c) diagrama de irradiação 3-D.....	94
Figura 5.27 – Diagrama de irradiação 2-D da MDCRA para excitação do modo TE_{018} , frequência 6,86 GHz - (a) detalhe do <i>setup</i> de medição, (b) diagrama no plano – E, (c) diagrama de irradiação 3-D.....	96
Figura 5.28 – Diagrama de irradiação 2-D da MDCRA para excitação do modo TE_{018} , frequência 6,86 GHz: (a) detalhe do <i>setup</i> de medição, (b) diagrama no plano – H, (c) diagrama de irradiação 3-D.....	97
Figura 5.29 – Diagrama de irradiação 2-D da MDCRA para excitação do modo TM_{018} , frequência 8,37 GHz: (a) detalhe do <i>setup</i> de medição, (b) diagrama no plano – E, (c) diagrama de irradiação 3-D.....	99
Figura 5.30 – Diagrama de irradiação 2-D da MDCRA para excitação do modo TM_{018} , frequência 8,37 GHz - (a) detalhe do <i>setup</i> de medição, (b) diagrama no plano – H, (c) diagrama de irradiação 3-D.....	100
Figura 5.31 – Modelo da MDCRA: (a) vista perspectiva, (b) vista de topo.....	101
Figura 5.32 – Configuração da antena e solenóide posicionados sobre o isopor.....	102
Figura 5.33 – Configuração do <i>setup</i> de medição.....	102
Figura 5.34 – Resposta em frequência da MDCRA, $S_{11} \times \text{Freq. (GHz)}$, para diferentes intensidades do campo magnético H medido.....	103
Figura 5.35 – Resposta em frequência da MDCRA, $S_{22} \times \text{Freq. (GHz)}$, para diferentes intensidades do campo magnético H medido.....	104
Figura 5.36 – Resposta em frequência da MDCRA, $S_{12} \times \text{Freq. (GHz)}$, para diferentes intensidades do campo magnético H medido.....	104
Figura 5.37 – Resposta em frequência da MDCRA, $S_{21} \times \text{Freq. (GHz)}$, para diferentes intensidades do campo magnético H medido.....	105

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Comparação do desempenho da MDCRA proposta com outros publicados na literatura.....	37
Tabela 3.1 – Raízes das funções de Bessel do primeiro tipo P_{mn}	42
Tabela 3.2 – Raízes da derivada de primeira ordem das funções de Bessel do primeiro tipo P'_{mn}	43
Tabela 3.3 – Parâmetros e definições estruturais da CDCRA.....	43
Tabela 4.1 – Parâmetros utilizados para a MDCRA com material YIG.....	58
Tabela 4.2 – Modos de propagação suportados pela MDCRA utilizada neste trabalho.....	58
Tabela 4.3 – Dimensões da MDCRA projetada para excitação do modo $HEM_{11\delta}$	59
Tabela 4.4 – Dimensões da MDCRA projetada para excitação dos modos $HEM_{11\delta}$ e $TE_{01\delta}$...	62
Tabela 4.5 – Dimensões da MDCRA projetada para excitação dos modos $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$ e $TM_{01\delta}$	64
Tabela 5.1 – Comparação dos resultados da MDCRA proposta para excitação do modo $HEM_{11\delta}$	71
Tabela 5.2 – Comparação dos resultados da MDCRA proposta para excitação dos modos $HEM_{11\delta}$ e $TE_{01\delta}$	78
Tabela 5.3 – Comparação dos resultados da MDCRA proposta para excitação dos modos $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$ e $TM_{01\delta}$	90

LISTA DE ABREVIATURA E SIGLAS

BFO	Multiferrítico BiFeO ₃
CAPES	Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior
COPELE	Coordenadoria de Pós-graduação em Engenharia Elétrica
CDR	Ressorador Dielétrico Cilíndrico
CST	<i>Computer Simulation Technology</i>
DRA	Antena Ressoradora Dielétrica Cilíndrica
DR	<i>Dielectric Resonator</i> , Ressorador Dielétrico
DRA	Antena Ressoradora Dielétrica
DRX	Difração de Raio X
DXF	<i>Drawing Exchange Format</i>
EH	Componente Hz Dominante
FDTD	<i>Finite Difference Time Domain</i> , Diferenças Finitas no Domínio do Tempo
FEM	<i>Finite Element Method</i> , Método dos Elementos Finitos
FR4	Substrato Dielétrico a Base de Fibra de Vidro e Resina de Epóxi
GTEMA	Grupo de Telecomunicações e Eletromagnetismo Aplicado
GSM	<i>Global System for Mobile Communications 2G</i> , Sistema Global para Comunicações Móveis
HEM	Modo Híbrido Elétrico Magnético
HE	Componente Ez Dominante
IFPB	Instituto Federal da Paraíba
LASen	Laboratório de Antenas e Sensores
LABMET	Laboratório de Metrologia
LAN	<i>Local Area Networks</i> , Rede de Área Local
LEMA	Laboratório de Eletromagnetismo e Micro-ondas
LTE	<i>Long Term Evolution</i> , Evolução de Longo Prazo
LOCEM	Laboratório de Telecomunicações e Ciência e Engenharia de Materiais
MDR	Ressorador Magneto-Dielétrico
MDRA	Antena Ressoradora Magneto-Dielétrica
MEV	Microscopia Eletrônica de Varredura
MoM	<i>Method of Moments</i> , Método dos Momentos
MDCRA	Antena Ressoradora Magneto-Dielétrica Cilíndrica
PLANO E	Plano Elétrico

PLANO H	Plano Magnético
PPGEE	Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica
RF	Rádio Frequência
SFO	Mistura da Hexaferrita tipo $\text{MSrFe}_{12}\text{O}_{19}$
SMA	<i>SubMiniature version A</i>
TE	Transversal Elétrico
TM	Transversal Magnético
TML	Método de Linha de Transmissão
UFC	Universidade Federal do Ceará
UHF	Frequência Ultra-alta
UFCG	Universidade Federal de Campina Grande
VSWR	<i>Voltage standing wave ratio</i> , Coeficiente de Onda Estacionária
VNA	<i>Vector Network Analyzer</i>
ZVB	<i>Zorgverbreding</i>
YIG	<i>Yttrium Iron Garnet</i> , Granada de Ítrio e Ferro
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i>
WiMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i> , Interoperabilidade Mundial para Acesso a Micro-ondas

LISTA DE SÍMBOLOS

A	Ampere
BW	Largura de banda
c	Velocidade da luz no vácuo
C_1	Capacitor
D	Diâmetro do ressoador
dB	Decibel - Medida relativa entre dois níveis de potência
dBi	Ganho de uma antena em relação a uma antena isotrópica
ϵ	Permissividade elétrica do material
ϵ_r	Permissividade relativa do material
ϵ_{reff}	Constante dielétrica efetiva do dielétrico
ϵ_{rcdr}	Permissividade relativa da CDRA
ϵ_{rsub}	Permissividade relativa do substrato
ϵ_{rMDCR}	Permissividade relativa da MDCR
$FR4$	Fibra de vidro e resina de epóxi
F_{res}	Frequência de ressonância do modo
F_{r1}	Frequência de ressonância 1
F_{r2}	Frequência de ressonância 2
GND	Plano de terra
G_x	Ganho da antena sob teste
$G_{padrão}$	Ganho da antena de padrão
GHz	Gigahertz
H	Altura do ressoador dielétrico
h_{eff}	Altura total da antena ressoadora dielétrica cilíndrica
H_s	Altura do substrato dielétrico
$J_m(Pmn)$	Raiz das funções de Bessel do primeiro tipo
$J'_m(P'mn)$	Raiz da derivada de primeira ordem das funções de Bessel do primeiro tipo
L_t	Comprimento da linha de microfita
L_s	Comprimento S do substrato dielétrico
L_g	Comprimento G do substrato dielétrico
L_{t1}	Comprimento da linha de microfita 1
L_{t2}	Comprimento da linha de microfita 2

L_{t3}	Comprimento da linha de microfita 3
L_d	Comprimento entre o substrato e L_{t2} do protótipo 2
L_{d1}	Comprimento entre o substrato e L_{t2} do protótipo 3
L_{d2}	Comprimento entre o substrato e L_{t3} do protótipo 3
mm	Milímetro
m	Metro
m	Índice direção azimutal
mT	Militesla
MHz	Megahertz
n_m	Fator de miniaturização
n	Índice direção radial
P_x	Potência recebida pela antena sob teste
$P_{padrão}$	Potência da antena padrão
r	Raio do ressonador dielétrico
R_1	Resistor
S	Comprimento do DR posicionado no substrato
S_x	Comprimento do DR posicionado no substrato do protótipo 3
S_x	Largura entre o substrato e a linha de microfita 1 do protótipo 3
S_{11}	Coefficiente de reflexão da antena 1
S_{22}	Coefficiente de reflexão da antena 2
S_{33}	Coefficiente de reflexão da antena 3
S_{12}	Coefficiente de transmissão entre as portas 1 e 2 da antena
S_{21}	Coefficiente de transmissão entre as portas 2 e 1 da antena
S_{23}	Coefficiente de transmissão entre as portas 2 e 3 da antena
S_{32}	Coefficiente de transmissão entre as portas 3 e 2 da antena
$tang_{\delta E}$	Tangente de perdas elétrica
$tang_{\delta M}$	Tangente de perdas magnética
V	Volt
x	Coordenada x
z	Coordenada z
W_s	Largura S do substrato dielétrico
W_g	Largura G do substrato dielétrico
W_t	Largura entre o substrato e a linha de microfita 1 do protótipo 2
W_{f1}	Largura da linha de microfita 1

W_{f2}	Largura da linha de microfita 2
W_{f3}	Largura da linha de microfita 3
μ	Permeabilidade magnética
μ_r	Permeabilidade magnética relativa
μ_{rMDRC}	Permeabilidade magnética do MDRC
δ	Subscrito delta variando de 0 a 1
φ	Plano de corte vertical (elevação)
θ	Plano de corte horizontal (azimutal)
2D	Modelagem bidimensional
3D	Modelagem tridimensional
y	Coordenada y
π	Pi (equivalente ao valor 3,1415)
Δf	Variação da frequência
λ_d	Comprimento de onda do material
Ψ	Letra grega psi
%	Porcentagem

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO.....	28
1.1. Motivação.....	28
1.2. Contribuição da tese.....	30
1.3. Objetivo da pesquisa	30
1.4. Organização do documento.....	31
2. ESTADO DA ARTE.....	32
3. ANTENAS RESSOADORAS DIELETRICA.....	38
3.1. Definição da DRA.....	38
3.2. Características para aplicações práticas.....	39
3.3. Modos ressonantes para as DRAs.....	40
3.3.1. Frequência de ressonância dos modos para as DRAs.....	41
3.4. Largura de banda das DRAs.....	44
3.5. Técnicas de excitação das DRAs.....	45
3.6. Método de análise das DRAs.....	46
3.6.1. Método analítico.....	46
3.6.2. Método numérico.....	47
3.6.2.1. Análise no domínio da frequência.....	47
3.6.2.2. Análise no domínio do tempo.....	47
3.7. Medidas elétricas em micro-ondas das DRAs.....	48
3.8. Técnicas de miniaturização das DRAs.....	51
3.9. Materiais cerâmicos dielétricos.....	52
3.10. Materiais cerâmicos magnéticos.....	52
3.10.1. Granadas.....	54
4. MATERIAIS E MÉTODOS.....	56
4.1. Especificações do projeto.....	56
4.2. Desenvolvimento do projeto.....	58
4.2.1. Projeto da MDCRA para excitação do modo $HEM_{11\delta}$	58
4.2.2. Projeto da MDCRA para excitação dos modos $HEM_{11\delta}$ e $TE_{01\delta}$	61
4.2.3. Projeto da MDCRA para excitação dos modos $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$ e $TM_{01\delta}$	62
5. RESULTADOS E DISCUSSÕES.....	66
5.1. Execução prática.....	66
5.1.1. Antenas MDCRA.....	66
5.1.1.1. Resultados simulados e medidos.....	68

5.1.1.1.1. Parâmetros de espalhamento S da MDCRA para excitação do modo $HEM_{11\delta}$	68
5.1.1.1.2. Diagrama de irradiação da MDCRA para excitação do modo $HEM_{11\delta}$	71
5.1.1.1.3. Parâmetros de espalhamento S da MDCRA para excitação dos modos $HEM_{11\delta}$ e $TE_{01\delta}$	75
5.1.1.1.4. Diagrama de irradiação da MDCRA para excitação dos modos $HEM_{11\delta}$ e $TE_{01\delta}$	78
5.1.1.1.5. Parâmetros de espalhamento S da MDCRA para excitação dos modos $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$ e $TM_{01\delta}$	85
5.1.1.1.6. Diagrama de irradiação da MDCRA para excitação dos modos $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$ e $TM_{01\delta}$	90
5.1.1.1.7. Sintonização magnética da MDCRA de frequência dupla.....	101
5.1.1.1.7.1. Resultados e discussões da MDCRA com aplicação do campo magnético externo.....	102
6. CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	106
PRODUÇÕES CIENTÍFICA.....	110
REFERÊNCIAS.....	111
APÊNDICE DADOS MEDIÇÃO LOCEM.....	118

1. INTRODUÇÃO

1.1. Motivação

Os desafios trazidos pela diversidade de tecnologias vêm com a demanda de produção de novos materiais aplicados às comunicações sem fio. Portanto, há uma necessidade de projetar novos dispositivos que atendam às crescentes exigências por uma nova geração de sistemas multifuncionais e de alta capacidade que realizam com eficiência a troca de informações. No projeto de sistemas portáteis, o desejo de diminuir gradualmente as dimensões é um desafio enfrentado pelos projetistas de antenas na busca contínua de dispositivos sem fio miniaturizados.

Cada material tem um conjunto único de características que dependem das suas propriedades elétricas ou magnéticas. A medição precisa dessas propriedades pode fornecer informações importantes, para incorporar adequadamente o material em sua aplicação pretendida em projetos de alta complexidade ou monitorar um processo de fabricação, visando melhorar o controle de qualidade. Os equipamentos desenvolvidos para serem utilizados em ambientes espaciais requerem um maior padrão de qualidade em relação aos equipamentos comerciais, que necessitam de testes específicos para atender às normas rígidas. Além disso, eles precisam ser compactos, robustos e confiáveis, ao mesmo tempo que apresentam custo reduzido e ocupam menos espaço (DIAS, 2014).

Além dos mais, a utilização de sistemas que operem em duas, três ou mais faixas de frequência já se faz presente para as diversas aplicações das comunicações sem fios da atualidade. A maioria utiliza bandas múltiplas com o intuito de obter taxas de transmissão de dados mais elevadas, capacidade superior de alocação de usuários, maior confiabilidade na transmissão de sinais mediante da diversidade de frequência e acesso a diversos serviços que operam em faixas de frequências distintas (SEKO, 2018).

Para atender a essas demandas, as antenas ressoadoras magneto-dielétricas (MDRAs) têm sido amplamente utilizadas, apresentam características não alcançadas por outras estruturas, como: baixas perdas, controle das frequências e dos modos de propagação, ampla largura de banda, estabilidade na frequência, mesmo com variação de temperatura, facilidade de excitação, elevada resistividade, possibilidade de obtenção de diversas características de irradiação, especificamente vários formatos de diagrama de irradiação e diferentes tipos de polarização a ainda podem apresentar dimensões geométricas reduzidas (LUK; LEUNG, 2003; RICHTMYER, 1939; MONGIA; BRARTIA, 1994).

Esses materiais apresentam diferentes geometrias e tamanhos, geralmente de composição cerâmica, sendo rotulados de ressoadores dielétricos (DR) ou ressoadores magnetos-dielétricos (MDR), (SHARMA; RANJAN; GANGWAR, 2017a; PETOSA; ITTIPIBOON, 2010). Os DRs têm sido usados extensivamente para blindagem em circuitos de micro-ondas, como osciladores e filtros, (BAKR; HUNTER; BÖSCH, 2018; ZHOU; CHEN; XUE, 2018; LI et al., 2017; KIZILBEY; PALAMUTÇUOGULLARI; YARMAN, 2013). Também é relatado que os DRs montados em cima de planos de terra ou substrato dielétricos, podem servir como irradiador, (VARSHNEY; PANDEY; YADUVANSHI, 2017; MISHRA; DAS; VISHWAKARMA, 2017a; DAS; SHARMA; GANGWAR; SHARAWI, 2018; LUK; LEUNG, 2003).

As MDRAs são sintetizadas com base em diferentes materiais, melhorando suas propriedades e conseqüentemente originando um produto de melhor qualidade e diferentes características para destinada aplicação (LUK; LEUNG, 2003). Diante disso, as ferritas estão enquadradas nesse perfil. São fabricadas com materiais cerâmicos magnéticos, que apresentam características como constantes dielétrica e magnética de altos valores, o que contribui para a miniaturização das antenas ressoadoras. Esta propriedade permite que esses materiais apresentem permeabilidade relativa superior a um, e quando se opta por ser maior que um, torna-os facilmente magnetizáveis e com recursos adequados para aplicações onde o controle eletrônico é necessário. São subdivididos em grupos de acordo com sua estrutura cristalina: espinela, magnetoplumbita, granadas e perovskita. Entre as citadas, as granadas possuem menores perdas dielétricas e, portanto, são mais usadas em muitas aplicações, (FECHINE, 2008a). O compósito granada de ítrio e ferro YIG (“*yttrium iron garnet*”) é um tipo de granada sintética como descrita em Mishra, Das e Vishwakarma (2017b), que foi escolhida para ser utilizada neste trabalho, por possuir propriedades físicas com alta permeabilidade magnética e baixas perdas dielétricas, ideal para aplicações em dispositivos eletrônicos que operam na faixa de micro-ondas.

A novidade nesta proposta de tese é a implementação de uma antena magneto-dielétrica com geometria cilíndrica, baseada na matriz YIG de composição $Y_3Fe_2(F_eO_4)_3$ ou $Y_3Fe_5O_{12}$, visando o controle independente de três modos de propagação $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$ e $TM_{01\delta}$ na faixa de 4,9 GHz a 9,5 GHz.

A escolha desse tipo de MDRA se deu pelo desafio de construir uma antena capaz de operar em mais de uma frequência de ressonância, como telefones celulares que utilizam 3 tecnologias e outros dispositivos de telecomunicações desejáveis. A geometria cilíndrica não possui cantos

agudos (concentração de campo) e oferece maior flexibilidade em sua configuração, no qual o raio e a altura controlam a frequência de ressonância e o fator de qualidade.

1.2. Contribuição da tese

Este trabalho apresenta como contribuição a implementação de uma MDCRA que apresenta características de miniaturização na sua estrutura física para operação na faixa de micro-ondas, multibanda e também permite o controle dos modos de propagação.

Tem como inovação a utilização de um MDR, cujas propriedades magnéticas e o método de excitação possibilitaram a geração dos primeiros modos $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$ e $TM_{01\delta}$ suportados pelo ressoador magnético cilíndrico, para as três frequências 5,75 GHz, 6,86 GHz e 8,37 GHz, que podem ser controlados individualmente na mesma antena. Também é possível excitar cada porta independentemente ao mesmo tempo ou não, permitindo excitar um modo de cada vez em cada porta. A ideia de controlar os modos baseia-se em usar um *switcher* para selecionar a porta de entrada, que permite alternar as portas, ou excitar os três modos ao mesmo tempo. Além disso, a antena apresenta características relevantes na seletividade de magnetização, quando aplicado um campo magnético externo, permitindo a sintonia de frequências de ressonância para o segundo protótipo.

1.3. Objetivo da pesquisa

Este trabalho teve por objetivo geral implementar uma antena ressoadora magneto-dielétrica utilizando uma matriz YIG de geometria cilíndrica, visando o controle dos modos de propagação $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$ e $TM_{01\delta}$.

Além do mais, os objetivos específicos foram:

- Realizar o estudo analítico das antenas ressoadoras magneto-dielétricas cilíndrica, MDCRAs;
- Projetar e caracterizar numericamente uma MDCRA para excitar o modo $HEM_{11\delta}$ na faixa de 5,0 GHz a 6,6 GHz;
- Projetar e caracterizar numericamente uma MDCRA para excitar os modos $HEM_{11\delta}$ e $TE_{01\delta}$ na faixa de 4,9 GHz a 7,6 GHz;
- Projetar e caracterizar numericamente uma MDCRA para excitar os modos $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$ e $TM_{01\delta}$ na faixa de 4,5 GHz a 9,5 GHz;
- Fabricar o protótipo da MDCRA para excitar o modo $HEM_{11\delta}$;

- Fabricar o protótipo da MDCRA para excitar os modos $HEM_{11\delta}$ e $TE_{01\delta}$;
- Fabricar o protótipo da MDCRA para excitar os modos $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$ e $TM_{01\delta}$;
- Validar os resultados por meio da caracterização experimental e comparação com os resultados analíticos e simulados.

1.4. Organização do documento

Esta tese está organizada em 6 Capítulos.

No Capítulo 1 é introduzido o tema sobre as antenas ressoadoras, motivação, contribuições e também os objetivos da pesquisa.

O Capítulo 2 apresenta o estado da arte, destacando os trabalhos estudados na literatura.

No Capítulo 3 são apresentadas as definições, características e aplicações práticas das DRAs, modos ressonantes, parâmetros, frequência de ressonância dos modos, largura de banda, técnica de excitação, método de análise, medidas elétricas em micro-ondas, técnicas de miniaturização, materiais cerâmicos e dielétricos, em destaque as granadas.

O Capítulo 4 dispõe dos materiais e métodos, especificações e desenvolvimento do projeto das antenas ressoadoras magneto-dielétricas cilíndricas, MDCRAs.

O Capítulo 5 exhibe os resultados obtidos pelas caracterizações analítica, numérica e experimental, comparando os valores obtidos para as antenas propostas.

O Capítulo 6 são apresentadas as conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

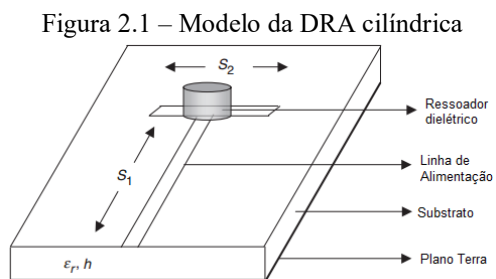
E por fim, são listadas as produções científica obtidas a partir dos resultados da tese, as referências bibliográficas e também o Apêndice, que trata dos resultados de medição obtidos no LOCEM.

2. ESTADO DA ARTE

O desenvolvimento de novos materiais dielétricos e isoladores, especificamente cerâmicos, originou uma série de progressos presentes na tecnologia de transmissão de sinais eletromagnéticos nas faixas de frequências em micro-ondas, possibilitando assim a criação de novos dispositivos eletrônicos miniaturizados que permitem operar numa vasta faixa de frequências e potências. Com a evolução das tecnologias de comunicações, desencadeou-se uma crescente procura por novos dispositivos eletrônicos de baixa potência, em grande escala, que integram materiais dielétricos e isolantes (MOULSON; HERBERT, 2003; PICADO, 2012; OTHMAN et al., 2017).

Os ressoadores dielétricos de início eram aplicados apenas em componentes que armazenassem energia ou em guias de onda. Com a remoção da blindagem e a utilização de diferentes tipos de excitação, que pudesse excitar o modo apropriado, verificou-se que poderiam servir como irradiador. A partir disso, começou a se estudar os ressoadores dielétricos como elementos de antena, analisando as características e as geometrias cilíndricas, retangulares e hemisféricas. Logo, foram surgindo as antenas ressoadoras dielétricas e as antenas magneto-dielétricas que estão apresentadas a seguir (PETOSA, 2007; CAMPOS, 2015).

Em Bijumon et al. (2005) é apresentada uma antena ressoadora dielétrica (DRA) cilíndrica em banda larga, excitada a partir da modificação da linha de microfita em simetria T para o modo TM_{110} , apresentada na Figura 2.1. O ressoador dielétrico (DR) é fabricado de cerâmica $Ca_5Nb_2TiO_{12}$, que possui constante dielétrica igual a 48. A frequência de operação utilizada foi de 2,62 GHz e largura de banda (BW) igual a 675 MHz.

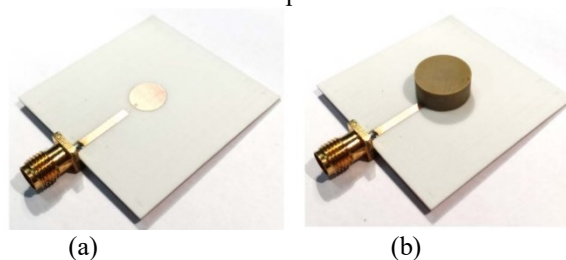


Fonte: Bijumon et al. (2005, p.1)

É proposto em Seko et al. (2017) um sistema de alimentação para excitar um modo ressonante de ordem superior em uma antena ressoadora dielétrica cilíndrica, Figura 2.2. A

estrutura de alimentação compreende um *patch* conectado à linha de microfita por meio de uma inserção de alimentação (*inset-fed*). O *patch* e a linha de microfita estão localizados sob o elemento irradiante da antena (ressoador dielétrico), que possui permissividade relativa igual a 38. Os resultados obtidos mostram que a impedância da antena pode ser ajustada, mudando o comprimento da inserção de alimentação, como também a diretividade e largura de banda podem ser obtidas variando-se o tamanho do *patch*. A antena é projetada para a frequência de operação de 6,20 GHz e largura de banda igual a 25 MHz.

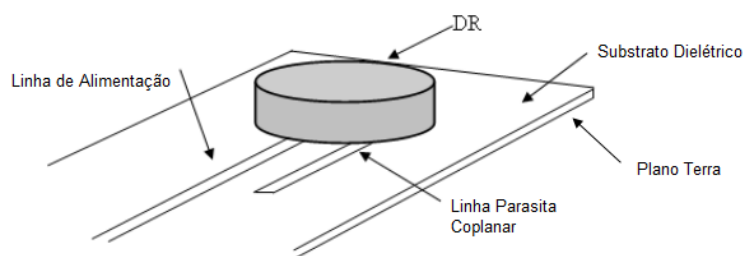
Figura 2.2 – Protótipo da DRA proposta - (a) antena sem o DR, (b) estrutura de alimentação e antena completa



Fonte: Seko et al. (2017, p.4)

Um sistema de alimentação de uma DRA cilíndrica é apresentado em Kumar et al. (2006), Figura 2.3. A antena possui uma alimentação por linha em microfita, com adição de uma linha parasita coplanar, localizada adjacente à alimentação, com o objetivo de aprimorar a largura de banda e obter dupla polarização. A antena é projetada para a frequência de 2,77 GHz, com largura de banda de 465 MHz. O DR possui permissividade relativa igual a 20,8 e é inserido fora do centro da linha de alimentação que excita o modo de propagação $HEM_{11\delta}$.

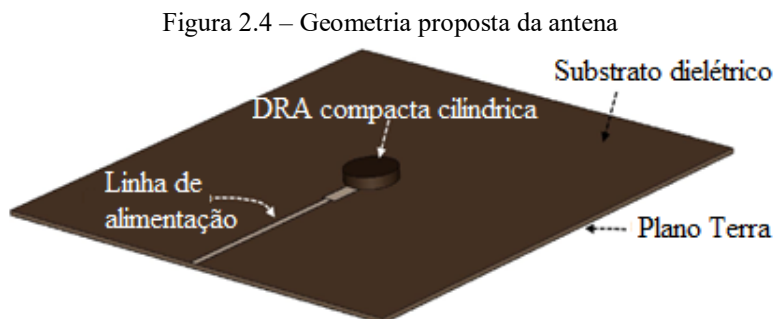
Figura 2.3 – Estrutura da DRA cilíndrica, destacando a alimentação



Fonte: Kumar et al. (2006, p.145)

Em Rahaoui e Essaïdi (2013), é apresentado um novo projeto de uma DRA cilíndrica compacta, excitada por uma linha de microfita. O DR é colocado sobre o material Rogers RO3010, de permissividade igual a 10,2. O protótipo desenvolvido é impresso sobre um substrato dielétrico FR4, $\epsilon_r = 4,3$. O DR é localizado no substrato de tal forma que a borda

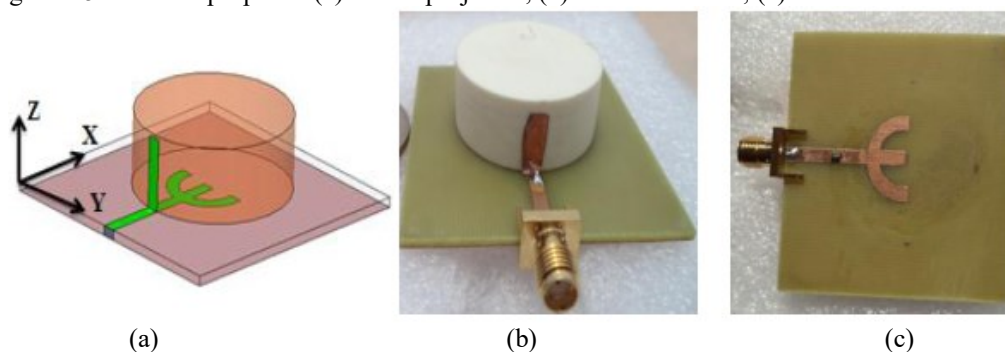
mais larga da linha de alimentação coincida com o centro do DR. A DRA ressoa em quatro frequências: 17,47 GHz, 18,71 GHz, 19,8 GHz e 20,98 GHz e apresenta largura de banda superior a 24,06% (entre 16,9 GHz e 21,523 GHz). O modelo da DRA proposta é exibida na Figura 2.4.



Fonte: Rahaoui e Essaïdi (2013, p.2)

Entre as pesquisas sobre as DRAs, podem ser citados trabalhos na faixa de frequências entre 2,5–3,02 GHz, 3,76–3,86 GHz e 4,38–4,72 GHz). Destacando o trabalho de Sharma et al. (2016), que constitui na utilização de uma antena ressoadora dielétrica cilíndrica, que é vista na Figura 2.5. O DR é fabricado de um material de alumina, com permissividade relativa 9,8 e gera três modos de propagação ($HEM_{11\delta}$, $TM_{01\delta}$ e $HEM_{12\delta}$) simultaneamente. A antena proposta ocupa um volume de $50 \times 50 \times 13,6 \text{ mm}^3$ e utiliza um mecanismo de excitação a partir da combinação de linhas de microfita em forma de psi (ψ).

Figura 2.5 – Antena proposta: (a) antena projetada, (b) vista isométrica, (c) estrutura de alimentação

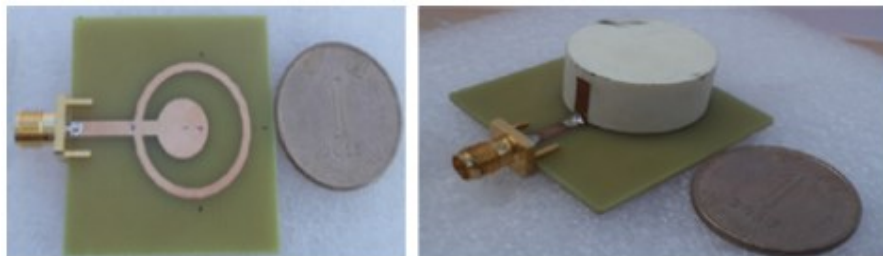


Fonte: Sharma et al. (2016, p.2-4)

É discutido por Sharma, Ranjan e Gangwar (2017a) uma CDRA multibanda empregada para excitar os modos $HEM_{11\delta}$, $TM_{01\delta}$, $HEM_{12\delta}$ -like e $HEM_{12\delta}$ simultaneamente, nas bandas de frequências WLAN (5,2 / 5,8 GHz) e WiMAX (2,5 / 3,5 / 5,5 GHz), Figura 2.6. O material usado no ressoador dielétrico (DR) é composto de alumina e alimentação por microfita em

anel, aplicado em conjunto com uma linha vertical colada ao DR. O volume total ocupado por essa antena é de $40 \times 40 \times 14,6 \text{ mm}^3$.

Figura 2.6 – Protótipo da antena proposta: (a) vista de topo, (b) vista isométrica



Fonte: Sharma, Ranjan e Gangwar (2017a, p.1)

Silveira (2017), fez um estudo de uma antena magneto-dielétrica cilíndrica baseada no composto $\text{Ba}_3\text{Co}_2\text{Fe}_{24}\text{O}_{41}/\text{SrTiO}_3$, na qual, é alimentada por um monopolo coaxial, apresentando dimensões ($26,06 \text{ mm} \times 4,54 \text{ mm} \times 5 \text{ mm}^3$) e faixa de frequência de 0,5 GHz a 1 GHz. Os resultados obtidos comprovam o funcionamento da antena para as bandas LTE 700, GSM 850 e 900. No trabalho de Bessa (2018) é abordada uma antena ressoadora magneto-dielétrica baseada no composto $\text{SrFe}_{12}\text{O}_{19}(\text{SFO})_{1-x} - \text{BiFeO}_3(\text{BFO})_x$ para o uso na banda C de comunicações. O material é originado da mistura da hexaferrita tipo $\text{MSrFe}_{12}\text{O}_{19}$ (SFO) adicionada com o multiferrítico BiFeO_3 (BFO) em diversas quantidades. O modo analisado é o HEM_{118} . Os compostos analisados nesse trabalho apresentaram características de uma MDRA que pode operar na faixa de frequência de 4 a 5 GHz, na banda C (3,9 – 6,4 GHz). A antena é alimentada por sonda coaxial e apresenta dimensões $30 \text{ cm} \times 35,7 \text{ cm} \times 2 \text{ cm}^3$. Já o trabalho de Vahora e Pandya (2020) é apresentado um arranjo de antenas ressoadora dielétrica cilíndrica 1×4 , operando nas três frequências 2,4 GHz, 4,1 GHz e 5,4 GHz. Nesta pesquisa são utilizados linhas de microfita em forma de arranjo, quatro DRs foram fabricados por material cerâmico de alumina, com permissividade 9,8 e substrato dielétrico FR4 com tamanho $102 \times 60 \times 4,8 \text{ mm}^3$, permissividade 4,4 e plano de terra truncado. Os resultados obtidos são de interesse para as aplicações de Wi-Fi, LAN e comunicações por satélite.

Outros trabalhos são relacionados à sintonização e controle de parâmetros de antenas ressoadoras através do campo magnético externo aplicado. Por exemplo: Li et al. (2017) faz a sintonização de uma antena ressoadora com base na matriz LiFe_5O_8 , na frequência de ressonância de 10,38 GHz. Já em Varshney (2017) foram propostas duas antenas ressoadoras magneto-dielétricas com base nos compostos $\text{Y}_3\text{Fe}_5\text{O}_{12}$ e $\text{GD}_3\text{F}_3\text{O}_{12}$ (MORAIS et al., 2018; FECHINE et al., 2018c).

Esses trabalhos apresentam projetos de antenas com apenas uma porta de alimentação e, portanto, são menos complexas, limitados à quantidade de modos. Por outro lado, é observado nos projetos das antenas de Das, Sharma e Gangwar (2018), um sistema de antena MIMO de dois elementos baseado em ressoador dielétrico com características de banda dupla. E em Sharma et al. (2017b) é abordado a análise de uma antena híbrida baseada em dois ressoadores dielétricos com porta duplas e três bandas de frequência para aplicações WLAN/ WiMAX, ambos os artigos apresentam projetos de antenas com duas portas e dois DRs são, portanto, mais complexos. Costa et al. (2020) apresentou uma MDCRA operando em duas frequências para o controle de dois modos de propagação $HEM_{11\delta}$ and $TE_{01\delta}$, excitando um modo por porta.

Para a revisão bibliográfica deste trabalho, não foram identificadas pesquisas que utilizassem uma configuração para controle independente de modos ressonantes, utilizando material magneto-dielétrico aplicado a três frequências de ressonância distintas, o que é adequado para a nova geração de dispositivos inteligentes de alta eficiência. Neste trabalho, a antena cilíndrica magneto-dielétrica (MDCRA), foi projetada para fornecer uma nova configuração que permitiu o controle independente de três modos de propagação, usando propriedades magneto-dielétricas do material. O DR utilizado é baseado na matriz YIG de composição $Y_3Fe_2(F_eO_4)_3$, permitindo excitar um modo por porta na faixa de 4,9 GHz a 9,5 GHz.

Uma das vantagens do composto YIG é ser uma ferrita com permeabilidade maior que um, em comparação com as da literatura, como por exemplo em (FECHINE et al., 2008c). Além disso, esse compósito possui baixas perdas, em comparação com o compósito escrito por OTHMAN et al., 2017; 2018). Outro motivo que impulsionou esse trabalho é baseado na produção em massa de antenas. A antena apresentou design de alimentação simples, no qual minimizou erros no processo de fabricação, reduzindo assim os custos.

De fato, nesta tese, a antena apresentou possibilidade de excitar os três modos ao mesmo tempo, e também foi possível excitar um modo por vez em cada porta. A ideia de controlar os modos se baseou no uso de um comutador para selecionar a porta de entrada ou para excitar os três modos ao mesmo tempo. Com base no fato de ser um material ferrimagnético, apresentou uma possibilidade adicional interessante de controle dos modos, além da apresentada neste trabalho, como visto em Costa (2018), ao aplicar um campo magnético externo, a antena apresentou uma versatilidade de sintonia e, conseqüentemente, forneceu uma segunda opção de controle das características de irradiação e frequência de ressonância.

O desempenho das MDCRAs com três portas de alimentações publicadas na literatura, são comparadas com a MDCRA proposta neste trabalho, são apresentados na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Comparação do desempenho da MDCRA proposto com outros publicados na literatura

Parâmetros	(FANG; LEUNG; LUK, 2014)	(BEHLOUL; MESSAOUDENE; DENIDNI; BENGHALIA, 2017)	(ABDALRAZIK; EL-HAMEED; ABDEL-RAHMAN, 2017)	VAHORA; PANDYA, 2020)	Nesta tese
Tipo de alimentação para excitação	Slots impressos e divisor de potência Wilkinson impresso	Sonda coaxial	Linhas de microfita e sonda coaxial	Linhas de microfita em forma de arranjo	Linhas de microfita
Tamanho da antena, mm ³	140 × 140 × 32,87	70 × 70 × 7,11	140 × 140 × 14,09	102 × 60 × 4,8	32,5 × 32,5 × 8,35
Tipo de ressoador	Ressorador cilíndrico de elemento único	Ressorador dielétrico triangular equilátero oco	Ressorador retangular de elemento único	Ressorador cilíndrico de quatro elementos	Ressorador cilíndrico de elemento único
Números de portas de alimentações	Três	Três	Três	Uma	Três
f_0 (GHz) medida	2,4	5,7	8,76/9,3/10,2	2,4/ 4,1/5,4	5,75/6,86/8,37
ϵ_r	9,4	9,8	10,2	9,8	11,32
μ_r	1	1	1	1	1,10
Largura de banda (MHz)	450	214	880/870/261	114/260/222	270/170/1000
Ganho Diretivo (dBi)	2,18	4,73	8,1/7,5/7,4	8,01/7,4/9,0	2,6/1,85/1,95
Complexidade de alimentação	Moderada	Complexa	Complexa	Complexa	Simple

Fonte: elaborada pela autora

3. ANTENAS RESSOADORAS DIELÉTRICA

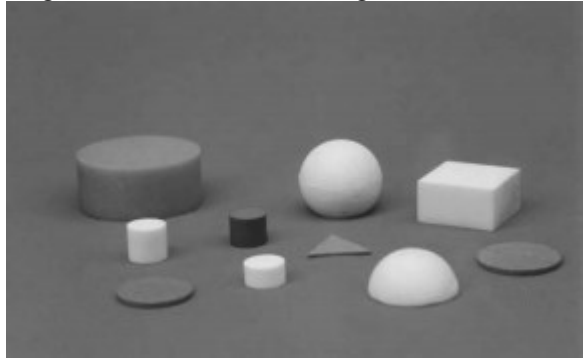
Na década de 30, o pesquisador Richtmyer et al. (1939) apresentou suas primeiras pesquisas aplicadas às antenas ressoadoras dielétricas (DRAs, do inglês: *Dielectric Resonator Antennas*), concluindo em seu experimento que, um bloco fabricado de material dielétrico com constante dielétrica alta ressoaria no espaço livre (RICHTMYER, 1939). Long, McAllister e Shen (1983), destacaram os ressoadores dielétricos (DRs do inglês: *Dielectric Resonator*) como elementos de antenas que existem em diversas formas geométricas (LONG; MCALLISTER; SHEN, 1983; MCALLISTER; LONG; CONWAY, 1983). Desde então, as DRAs têm sido alvo de grande interesse dos pesquisadores para aplicações nos circuitos de micro-ondas (YEE, 1965; SEKO, 2018; DAS; SHARMA; GANGWAR; SHARAWI, 2018; COSTA et al., 2020).

O termo micro-onda corresponde a sinais com frequências entre 300 MHz e 300 GHz e com comprimento de onda entre 1 m e 1 mm, respectivamente. As micro-ondas são mais eficientes no transporte de informação, comparativamente às frequências mais baixas, pois possuindo maiores frequências permitem uma ampla largura de banda. Podem ser encontradas aplicações em telefonia celular, internet sem fio e comunicações por satélite. Tais tecnologias utilizam componentes magnéticos e dielétricos de micro-ondas, tais como ressoadores para acoplamento, seleção e filtragem das micro-ondas (PICADO, 2012).

3.1. Definição da DRA

A DRA é uma antena ressonante, fabricada a partir de materiais dielétricos sólidos com alta constante dielétrica ($\epsilon_r > 10$) e baixas perdas em micro-ondas. É um tipo de antena miniaturizada, em que a frequência de ressonância é predominantemente uma função do tamanho, forma e da permissividade elétrica do material utilizado, (OLIVEIRA, 2011; PEREIRA, 2009; PETOSA, 2007). Esses materiais apresentam diferentes geometrias e tamanhos, geralmente de composição cerâmica, sendo rotulados de um DRs. As formas geométricas mais utilizadas são cilíndrica, retangular e hemisférica. Tais geométricas estão representadas na Figura 3.1. Dentre essas geometrias, a cilíndrica oferece grande flexibilidade de configuração, na qual a razão raio/altura controla a frequência de ressonância (f_r) e o fator de qualidade (Q), (LUK; LEUNG, 2003; SALES, 2016).

Figura 3.1 – Diferentes formas geométricas de DRA



Fonte: Luk e Leung (2003, p.2)

3.2. Características para aplicações práticas

O projeto de uma DRA em uma geometria qualquer deve atender várias especificações, incluindo a frequência de operação (f_r), a distribuição de campo dentro do ressoador, o campo irradiado e também a largura de banda (BW).

Algumas das características das antenas ressoadoras dielétricas estão listadas em (LUK; LEUNG, 2003; FECHINE, 2008a; PETOSA, 2007):

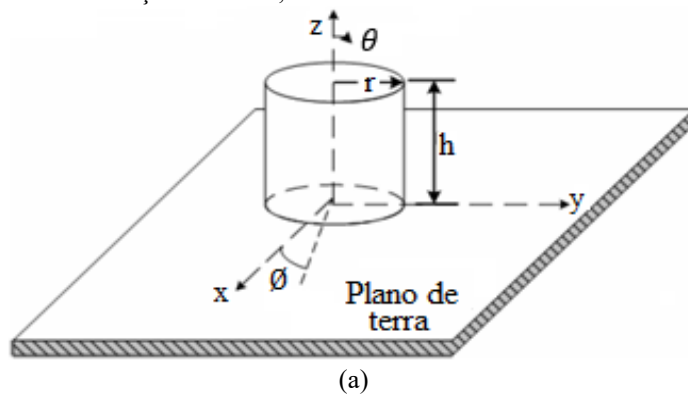
- Apresentam geometria simples com facilidade na fabricação;
- O fator de qualidade (Q) e a frequência de ressonância (f_r) também são afetados pela parte real ϵ_r .
- O tamanho da DRA é proporcional a $\frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$ em que λ_0 é o comprimento de onda no espaço livre na f_r .
- Uma ampla faixa de valores de ϵ_r pode ser utilizada (de 8 até acima de 100), permitindo um bom planejamento para o controle do tamanho físico da DRA e da sua BW.
- As DRAs podem ser construídas para operar em uma ampla faixa de frequências (1,3 GHz até 40 GHz).
- Os procedimentos de alimentação são simples, flexíveis e facilmente controlados.
- Vários modos podem ser excitados com a DRA, podendo apresentar um comportamento similar a pequenos dipolos elétricos e magnéticos, permitindo diferentes perfis de irradiação.

A vantagem da DRA com relação à antena de microfita, é que a DRA possui maiores valores de BW ($\sim 10\%$ para $\epsilon_r \sim 10$), (LUK; LEUNG, 2003). Isso ocorre devido à antena de microfita irradiar somente através de duas fendas estreitas, enquanto na DRA ocorre irradiação ao longo da superfície inteira, exceto na parte aterrada.

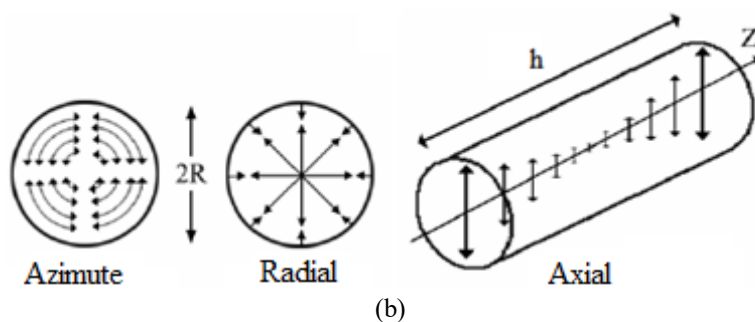
3.3. Modos ressonantes para a DRAs

Considerando uma DRA cilíndrica, representa-se um ressoador dielétrico por uma cavidade cilíndrica, com seu volume preenchido por material dielétrico. A solução das equações de Maxwell para a propagação de ondas eletromagnéticas numa cavidade cilíndrica é simplificada considerando-se os modos de propagação de um guia de onda circular. Uma DRA cilíndrica com raio r e altura h em um plano de terra em $z = 0$ é ilustrada na Figura 3.2 (a). Esta geometria permite a propagação de três tipos de modos: TE e TM (em relação a z) e o modo híbrido HEM dependente de φ , (PETOSA, 2007). A representação esquemática dos modos é exibida na Figura 3.2 (b).

Figura 3.2 – (a) DRA cilíndrica em um plano de terra em $z = 0$, (b) representação esquemática dos modos nas direções azimute, radial e axial em um ressoador cilíndrico



Fonte: Fechine (2008a, p. 28)



Fonte: Miklós; Hess; bozóki, (2001, p.1941)

Os modos do ressoador são classificados em duas principais categorias: transversal elétrico na direção z (TE), no qual não há componente de campo elétrico na direção z e transversal magnético na direção z (TM), no qual não há componente de campo magnético na direção z . Pode ocorrer ainda os modos eletromagnéticos híbridos azimutalmente dependentes (HEM), nos quais existem componentes de campo elétrico e magnético na direção z . Os modos híbridos são subdivididos em dois grupos: (HE – componente E_z dominante e EH – componente H_z dominante), (PETOSA, 2007). Cada um desses três grupos possui uma

variedade infinita de modos individuais. Dessa forma, os modos do ressoador dielétrico podem ser clasificados como $TE_{mn\delta}$, $TM_{mn\delta}$ e $HEM_{mn\delta}$. Os subscritos denotam as variações de campos internos no DR ao longo das direções azimute (φ), radial (r) e axial (z). Esse primeiro índice m denota a variação ao longo da direção azimutal, ($m = 1,2,3, \dots$), o índice n está relacionado com a variação na direção radial (r) ($n = 1,2,3, \dots$), e por fim o índice δ representa a direção axial (z), está pode variar de 0 até 1 dependendo da constante dielétrica relativa para valores elevados de ϵ_r . São considerandos $\delta = 1$ para valores de ϵ_r maiores que 30 e $\delta = 0$ para valores de ϵ_r menores que 30, (BALANIS, 1989).

Geralmente, os modos utilizados para aplicações em que o ressoador é o elemento irradiante são os $TM_{01\delta}$, $TE_{01\delta}$, $HE_{11\delta}$. O modo de operação depende da geometria do ressoador e do perfil da irradiação solicitado para a aplicação, (FECHINE, 2008a; PETOSA, 2007). Essas representações são bem consistentes com a idéia de um DR isolado que são de interesse para aplicações de antenas (SALES, 2016).

Os modos de propagação podem ser de dois tipos: os modos que correspondem à metade do disco dielétrico, acima de um plano de terra elétrico perfeito e os modos que correspondem à metade do disco dielétrico acima de um plano magnético perfeito ou de um plano condutor perfeito em todo o seu eixo de simetria. Após a obtenção das frequências de ressonância, o fator de qualidade Q é calculado e usado como uma medida da eficiência de irradiação do ressoador dielétrico e também como uma medida da largura de banda de irradiação do ressoador (LUK; LEUNG, 2003).

3.3.1. Frequência de ressonância dos modos para as DRAs

Para realizar uma análise simples de uma DRA cilíndrica, pode ser utilizado o modelo de cavidade ressonante, utilizando as condições de contorno paredes magnéticas perfeitas, estudadas em (RICHTMYER, 1939).

Considerando uma estrutura cilíndrica fechada, a frequência de ressonância dos modos suportados por uma DRA, pode ser calculada usando as expressões (1)—(5), (SANTOS, 2009; LONG; MCALLISTER; SHEN, 1983; SHARMA et al., 2016; GUHA; GUPTA; KUMAR, 2015).

A frequência de ressonância para o modo $TE_{mn\delta}$ é determinado pela Expressão (1).

$$f_{resTE_{mn\delta}} = \frac{c \sqrt{P_{mn} + \left(\frac{\pi r}{2h_{eff}}\right)^2}}{2\pi r \sqrt{\epsilon_{r_{eff}} + 2}}, \quad (1)$$

Em que, os valores de P_{mn}^{TE} e P_{mn}^{TM} são as raízes das equações características que representam os modos de propagação para um guia cilíndrico oco. r é o raio do ressoador dielétrico, h_{eff} altura total da antena ressoadora dielétrica cilíndrica, $\epsilon_{r_{eff}}$ constante dielétrica efetiva do dielétrica e c é a velocidade da luz.

J_m é a m -enésima raiz da função de Bessel do primeiro tipo. E J'_m é a derivada de ordem n da função de Bessel do primeiro tipo.

$$J_m(P_{m,n}) = 0 \text{ e } J'_m(P'_{m,n}) = 0, \text{ com } m = 1, 2, 3, \dots, n = 1, 2, 3, \dots$$

As respectivas raízes das funções de Bessel do primeiro tipo são apresentadas na Tabela 3.1.

Tabela 3.1– Raízes das funções de Bessel do primeiro tipo, P_{mn}

$J_m(P_{mn})$	$n = 1$	$n = 2$	$n = 3$	$n = 4$	$n = 5$
$m = 0$	2,404	5,520	8,653	11,791	14,930
$m = 1$	3,831	7,015	10,173	13,323	16,470
$m = 2$	5,135	8,417	11,619	14,795	17,959

Fonte: adaptado de Santos, (2009); Long; Mcallister; Shen, (1983); Sharma et al., (2016); Guha; Gupta; Kumar, (2015)

A frequência de ressonância para o modo $TM_{mn\delta}$ pode ser calculado de acordo com a Expressão (2).

São listadas na Tabela 3.2 as raízes da derivada de ordem n da função de Bessel do primeiro tipo.

$$f_{resTM_{mn\delta}} = \frac{c \sqrt{P'_{mn} + \left(\frac{\pi r}{2h_{eff}}\right)^2}}{2\pi r \sqrt{\epsilon_{r_{eff}} + 2}}, \quad (2)$$

Tabela 3.2 – Raízes da derivada de primeira ordem das funções de Bessel do primeiro tipo, P'_{mn}

$J'm(P'mn)$	$n = 1$	$n = 2$	$n = 3$	$n = 4$	$n = 5$
$m = 0$	3,831	7,015	10,173	13,323	16,470
$m = 1$	1,841	5,331	8,536	11,706	14,863
$m = 2$	3,054	6,706	9,969	13,170	16,347

Fonte: adaptado de Santos, (2009); Long; Mcallister; Shen, (1983); Sharma et al., (2016); Guha; Gupta; Kumar, (2015)

A frequência de ressonância para o modo $HEM_{11\delta}$ pode ser calculado de acordo com a Expressão (3).

$$f_{resHEM_{11\delta}} = \frac{6,321c}{2\pi r \sqrt{\epsilon_{r\text{eff}} + 2}} \times \left[0,27 + 0,36 + 0,02 \left(\frac{r}{2h_{\text{eff}}} \right)^2 \right], \quad (3)$$

em que

$$\epsilon_{r\text{eff}} = \frac{h_{\text{eff}}}{\frac{h}{\epsilon_{r\text{CDRA}}} + \frac{h_s}{\epsilon_{r\text{sub}}}}, \quad (4)$$

$$H_{\text{eff}} = h + h_s, \quad (5)$$

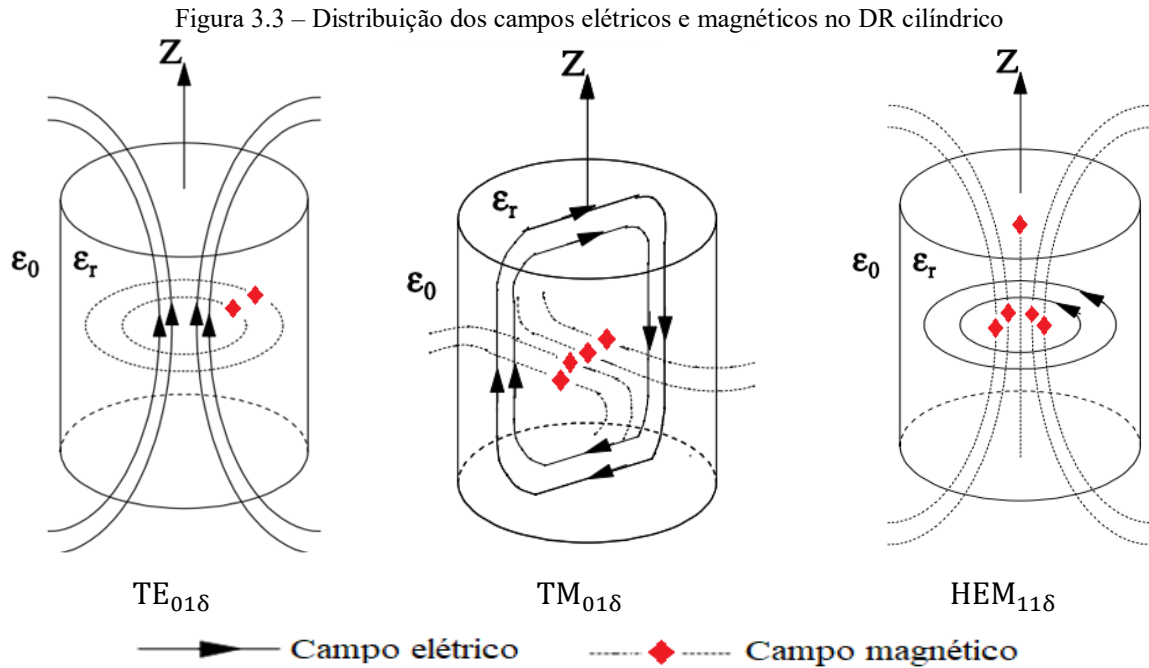
As Expressões (1), (2) e (3) são extraídas do trabalho desenvolvido por Petosa (2007), nele são exibidas as Expressões (2.11) e (2.16), seguidamente de um estudo aproximado. Neste estudo é realizado uma comparação entre os dados estimados e experimentais da frequência de ressonância e o fator de qualidade. Os parâmetros e definições citados nas Expressões (1), (2) e (3) estão exibidos na Tabela 3.3.

Tabela 3.3 – Parâmetros e definições estruturais da CDRA

Parâmetros	Definição
C	Velocidade da luz
r	Raio do ressoador dielétrico
h_{eff}	Altura total da antena ressoadora dielétrica cilíndrica (CDRA)
$\epsilon_{r\text{eff}}$	Constante dielétrica efetiva do dielétrico
H	Altura do Ressoador dielétrico
Hs	Altura do substrato
$\epsilon_{r\text{cdr}}$	Permissividade relativa do Ressoador Dielétrico Cilíndrico (CDR)
$\epsilon_{r\text{sub}}$	Permissividade relativa do substrato

Fonte: elaborado pela autora

O modo de ressonância normalmente utilizado em ressoadores dielétricos cilíndricos em aplicações práticas, é o modo $TE_{01\delta}$, que apresenta um comportamento do diagrama de irradiação como um dipolo magnético. Já o modo $TM_{01\delta}$, irradia como um dipolo elétrico e por fim, o modo $HEM_{11\delta}$ irradia como um dipolo magnético horizontal. (KISHK; ANTAR, 2007). São apresentadas na Figura 3.3 as distribuições de campo correspondente aos DRs cilíndricos



Fonte: Kishk e Antar (2007, p.144-145)

3.4. Largura de banda das DRAs

A largura de banda (BW) de uma DRA depende das dimensões físicas e da permissividade do dielétrico utilizado (LUK; LEUNG, 2003). A BW de uma DRA está relacionada com o fator de qualidade Q por meio da Expressão (6),

$$BW = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{VSWR - 1}{\sqrt{VSWR \times Q}} \quad (6)$$

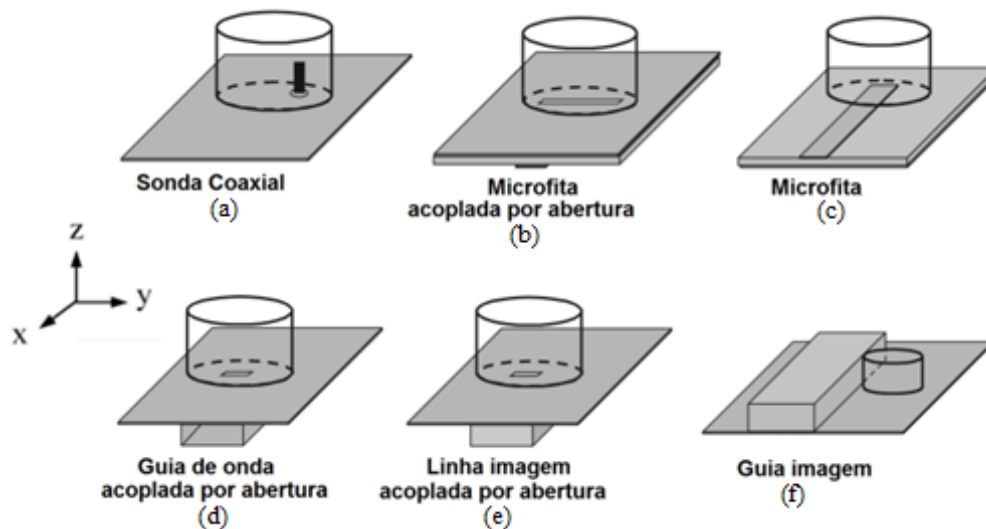
Em que, Δf está relacionada à variação de frequência medida em -10 dB, *Voltage Standing Wave Ratio* (VSWR) é o valor desejado na entrada da DRA e Q é o fator de qualidade. Para tanto, a frequência de ressonância do ressoador na antena é o valor de frequência em que as taxas de reflexão VSWR apresentam os menores valores (LONG, 1983).

Os materiais dielétricos feitos de material de alta constante dielétrica são conhecidos como elementos em circuito com alto fator Q . Portanto, eles têm sido usados como ressoadores em filtros de micro-ondas e osciladores. Estes circuitos em cavidades condutoras são normalmente blindados. Para alcançar uma boa eficiência, os modos adequados devem ser excitados de tal forma que os mecanismos de excitação devem ser apropriados para o uso (LUK; LEUNG, 2003).

3.5. Técnicas de excitação das DRAs

Algumas técnicas de excitação são estudadas para excitar um ressoador dielétrico. Dentre as mais utilizadas, podem ser citadas: a microfita, microfita acoplada por abertura, sonda coaxial (*probe*), guia de ondas acoplado por abertura, a linha de imagem acoplada por abertura e guia de imagem. Esses tipos de excitação, podem ser apresentadas em conjunto ou adaptadas dependendo das exigências da aplicação. As principais técnicas de excitação são mostradas na Figura 3.4, (PETOSA, 2007; SILVEIRA, 2017).

Figura 3.4 – Principais técnicas de excitação para as DRAs.



Fonte: Silveira (2017, p.19)

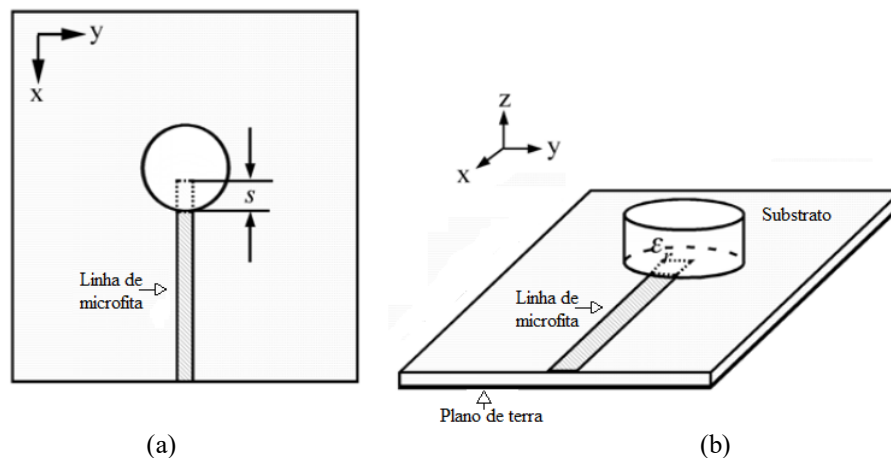
As técnicas de excitação servem para ativar os modos de ressonância por meio da transferência de energia reativa entre a linha de transmissão e o DR, é recomendado escolher um esquema de acoplamento que permita a ativação dos modos de propagação suportados pelo DR. A técnica de excitação e a localização do acoplamento influenciam significativamente a frequência de operação e o fator de qualidade da antena e também determinam as características

de irradiação e o comportamento da impedância de entrada (KISHK; ANTAR, 2007; PETOSA, 2002; BALANIS, 1997).

Dentre as técnicas de excitação mais estudadas, a linha de microfita é utilizada neste trabalho, Figura 3.5, por fornecer casamento de impedância mais simples e de fácil fabricação. Apresenta uma posição de inserção simples, uma vez que a linha de microfita é impressa sobre o substrato dielétrico. Além da facilidade de integração com o DR, em que não há necessidade de qualquer penetração na estrutura do DR (OLIVEIRA, 2011).

Para o projeto da linha de transmissão que alimenta o MDR, foi utilizado o modelo abordado em Petosa (2007), em que o comprimento da linha de alimentação (comprimento da fonte até o MDR) foi considerado $\lambda_0/4$, calculado a partir da ferramenta AppCAD da Avago Technologies. E sua largura foi calculada baseando a partir do modelo empírico descrito por Hammerstad (1975), cujo comprimento e largura podem ser ajustados para melhorar a correspondência de impedância da MDCRA.

Figura 3.5 – Destaque da técnica de excitação por linha de microfita, (a) vista de topo, (b) vista isométrica



Fonte: Petosa (2007, p.71)

3.6. Método de análise das DRAs

Os métodos de análise das DRAs são classificados em dois grupos: O método analítico e o método numérico (BALANIS, 1989).

3.6.1. Método analítico

São abordados em Balanis (1989), os modelos teóricos, como as cavidades ressonantes metálicas, primeira e mais simples técnica de análise aplicada às DRAs, empregados pela

primeira vez para analisar a frequência de ressonância e os campos de irradiação de uma DRA retangular (KISHK; ANTAR, 2007). Esse tipo de método pode incluir grandes desvios no resultado dos cálculos das grandezas envolvendo campo elétrico e campo magnético de uma DRA, por causa das aproximações imprecisas da estrutura do DR. Por conseguinte, os métodos analíticos servem para especificar rapidamente os parâmetros iniciais de um projeto com DRA. Entretanto, é necessário utilizar os métodos numéricos de simulação computacional com auxílio de programas computacionais específicos (PETOSA, 2002).

3.6.2. Métodos numéricos

Os métodos numéricos podem ser classificados em dois tipos: Análise no domínio da frequência e análise no domínio do tempo.

3.6.2.1 Análise no domínio da frequência

Na análise do domínio da frequência são usadas as técnicas baseadas no método dos momentos *Method of Moments* (MoM), que envolve a discretização da antena em um número de pequenos segmentos e a resolução de um conjunto de coeficientes desconhecidos. Esse método, foi inicialmente desenvolvido para antenas de fios metálicos, mas pode também ser utilizado para materiais dielétricos pela introdução de correntes equivalentes. Outra técnica de análise no domínio da frequência baseada no método dos elementos finitos *Finite-Element Method* (FEM), pode ser utilizada para análise de DRA de forma arbitrária. Também envolve uma discretização da geometria, adicionando a discretização de todo o volume que circunda a DRA, aumentando o tempo de processamento computacional (JUNKER; KISHK; GLISSON, 1993; LIU; CHEW; MICHELSEN, 1999; ESSELLE, 1995).

3.6.2.2 Análise no domínio do tempo

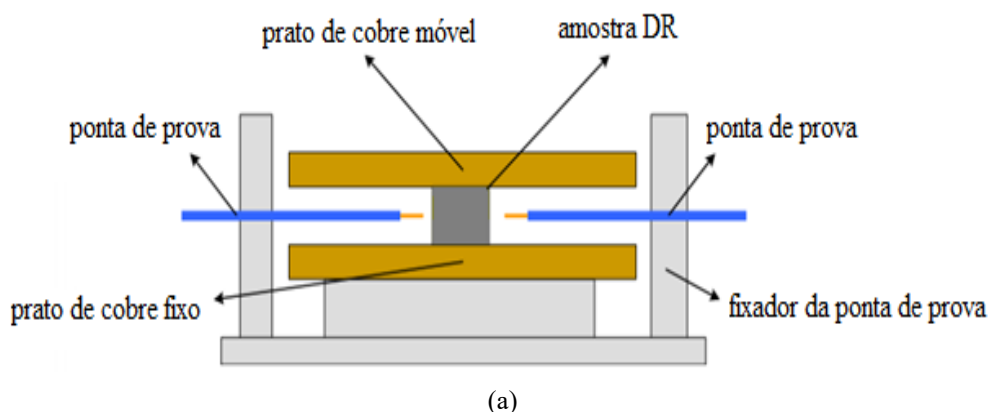
A análise do domínio do tempo é dividida em dois métodos: Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD) e o método da linha de transmissão (TML). Esses dois métodos exigem a discretização de todo volume da DRA em pequenas regiões, representadas por tetraedros, o que torna maior o tempo de processamento e ocupa muita memória computacional. Uma importante característica desse método é utilizar um pulso de banda larga para excitar a DRA. Um programa computacional comercial foi desenvolvido para suprir o uso dessas técnicas, reduzindo a necessidade dos projetistas desenvolverem os seus próprios códigos (SHUM; LUK, 1995, 1998; ESSELLE, 1995).

Como exemplo de programa computacional comercial pode-se citar o *Computer Simulation Technology* (CST), utilizado neste trabalho. É um simulador tridimensional (3D) que permite uma análise rápida e precisa para campos eletromagnéticos de alta frequência, como por exemplo antenas (tipo monopolo, dipolo, microfita, dielétricas etc.), filtros, estruturas planares, entre outros. Este simulador emprega o FEM, o MoM entre outros, em que cada um oferece diferentes vantagens em seu próprio domínio. É permitido gerar informações dos parâmetros das antenas, como diagramas de irradiação dos campos próximos e distantes, frequência de ressonância, parâmetros de espalhamento, ganho, diretividade, eficiência, entre outros.

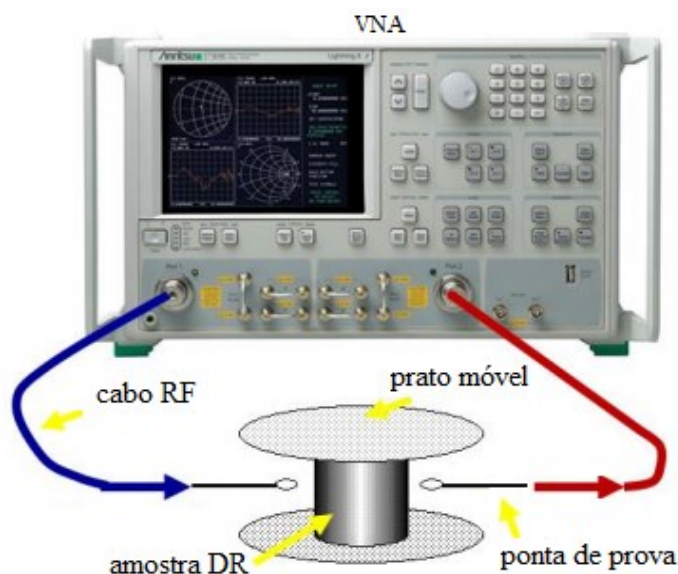
3.7. Medidas elétricas em micro-ondas das DRAs

O método de medição da ressonância foi introduzido por Hakki e Coleman (1960), no qual são estudadas as características dielétricas na faixa de micro-ondas. Este método consiste em utilizar uma amostra com geometria cilíndrica, posicionada entre duas placas de cobre, Figura 3.6. Essa configuração permite a propagação de vários modos TE, TM, e HEM. Contudo, o modo TE_{011} usualmente é mais utilizado por apresentar facilidade na identificação, de forma que as propriedades ressonantes deste modo permanecem inalteradas caso haja *gaps* de ar entre o dielétrico e as placas condutoras. Esses efeitos dificultam a identificação dos modos, pois quanto menores forem os *gaps*, melhor será a medida das propriedades dielétricas (DUBE et al., 1997).

Figura 3.6 – (a) Esquema de medição das propriedades dielétricas: (a) aplicando o método de Hakki e Coleman, (b) configuração típica de laboratório utilizando um Network Analyzer.



Fonte: Sebastian (2008, p.17)



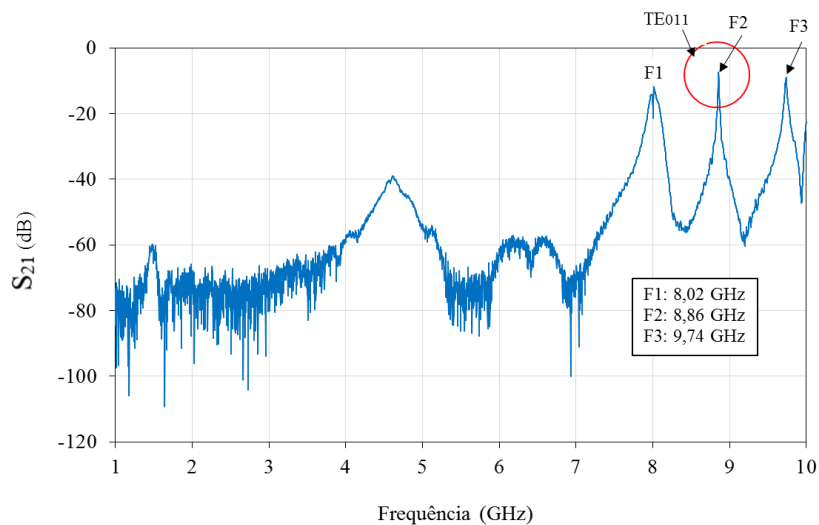
(b)

Fonte: Liu, (2016, p.8)

A caracterização elétrica em micro-ondas da amostra YIG foi realizada por Fechine, (2008b), destacando a síntese do pó nanocristalino, a fabricação das cerâmicas do composto YIG, difração de raios-X, análise isotrópica do tamanho de cristalito e da microdeformação, espectroscopia vibracional, espectroscopia Mössbauer, microscopia eletrônica de varredura, ensaio de microdureza, medidas elétricas e magnéticas em micro-ondas e medidas elétricas em radiofrequência e também o fator de qualidade.

Destacando por exemplo a amostra YIG utilizada nesta tese, foi realizada a caracterização no Laboratório de Telecomunicações e Ciência e Engenharia de Materiais (LOCEM) da Universidade Federal do Ceará (UFC). O gráfico obtido por meio da medida de transmissão do analisador de rede, é apresentado na Figura 3.7, na qual utiliza a configuração proposta por Hakki e Coleman (FECHINE, 2008a).

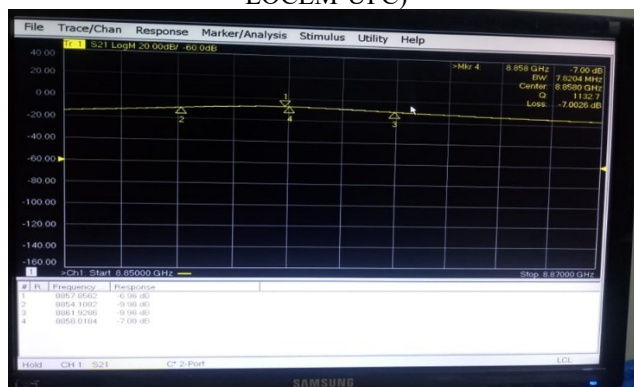
Figura 3.7 – Exemplo de medida de transmissão das propriedades dielétricas aplicando o método de Hakki e Coleman



Fonte: elaborado pela autora

A amostra é excitada pela irradiação proveniente do analisador de rede modelo HP8716ET, por meio de uma sonda elétrica (ponta de prova) na porta de reflexão. Diretamente oposta há uma sonda que coleta o sinal irradiado pela amostra. A frequência de ressonância é medida para um DR de raio e altura conhecidos, pelo método de transmissão, de um dado modo, preferencialmente o TE₀₁₁. Destes, o modo TE₀₁₁ ou sua variante é o tipo de oscilação que carrega consigo a maior porção de energia. Em seguida os dados são enviados à tela do analisador de rede, Figura 3.8. A partir desses dados, utiliza-se o *software Courtney* desenvolvido por Hakki e Coleman (1960) para realizar os cálculos, em que são inseridas as equações derivadas. Com o valor da medida da frequência de ressonância é analisado o espectro característico da amostra para determinação das propriedades dielétricas.

Figura 3.8 – Medida experimental de um DR (YIG) com o modo TE₀₁₁ expandido. (Laboratório LOCEM-UFC)

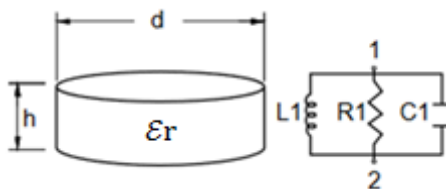


Fonte: elaborado pela autora

3.8. Técnicas de miniaturização das DRAs

Com a redução do tamanho das antenas, alguns parâmetros são comprometidos, como por exemplo a diminuição do ganho e eficiência e a largura de banda, que se torna mais estreita. Nesse sentido, existe uma grande limitação aplicada à redução do tamanho das dimensões estruturais da antena (PETOSA, 2002; COSTA, 2007; FUJIMOTO; MORISHITA, 2014). Assim sendo, novas técnicas de miniaturização são implementadas, visando a redução das perdas de eficiência e da largura de banda. Entre as diferentes metodologias de miniaturização, é destacado o emprego de um material dielétrico ou magneto-dielétrico (HANSEN; BURKE, 2000). O DR é um elemento ressonante que pode ser modelado eletricamente como um circuito RLC paralelo, como mostrado na Figura 3.9.

Figura 3.9 – Modelo do circuito equivalente de um ressoador dielétrico



Fonte: Mahyuddin, (2006, p.107)

Uma das técnicas de miniaturização de uma DRA é empregar um material de alta permissividade elétrica, contudo, valores muito elevados da constante dielétrica concentram os campos em torno da região de alta permissividade, resultando em baixa eficiência da antena e diminuição da largura de banda. Para contornar esse problema, em vez de usar um material de permissividade dielétrica elevada (apenas ϵ), pode-se utilizar um material magneto-dielétrico com altos valores de constante dielétrica e constante magnética (ϵ e μ), (SILVEIRA, 20017).

Em outros termos, a propriedade capacitiva da antena ressonante é reduzida pela adição de μ_r , o que corresponde à introdução de uma indutância, minimizando o efeito capacitivo. Ou seja, com essa propriedade magnética a antena terá uma melhor eficiência e aumento da largura de banda (SILVEIRA, 2017; BUERKLE; SARABANDI, 2005).

O fator de miniaturização de uma antena ressoadora (BUERKLE; SARABANDI, 2005) é calculado a partir da Expressão (7).

$$n_m = \sqrt{\mu_r \epsilon_r}, \quad (7)$$

Para a determinação do tamanho da antena é necessário o uso da Expressão (8), determinado pelo comprimento de onda no material da antena (BUERKLE; SARABANDI, 2005).

$$\lambda_d = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}}, \quad (8)$$

em que, λ_0 é o comprimento de onda no espaço livre, μ_r e ϵ_r são a permeabilidade e permissividade relativas.

3.9. Materiais cerâmicos dielétricos

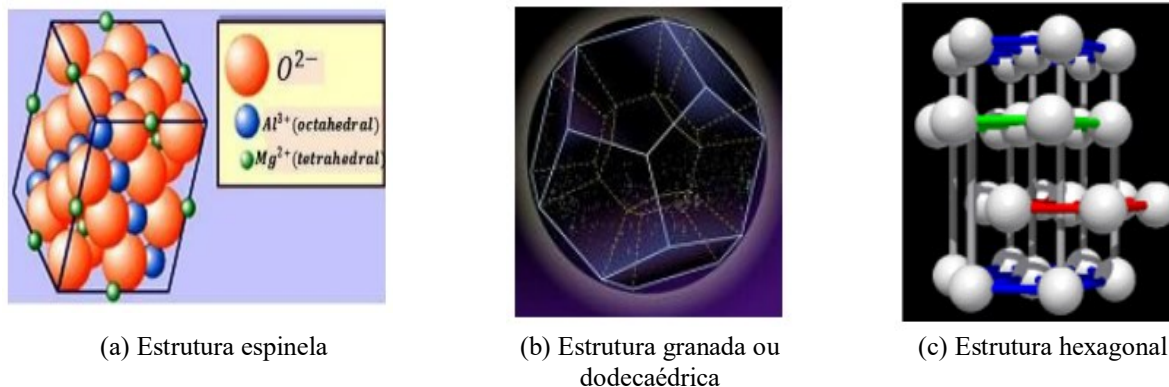
As cerâmicas dielétricas são formadas por um óxido ou por uma combinação de óxidos metálicos (CARTER; NORTON, 2013). Estão sendo bastante utilizadas e apresentam como principais características baixas perdas dielétricas comparadas, com materiais metálicos, boa estabilidade química, são mais duras e mais resistentes às alterações químicas e consequentemente não sofrem degradação. Quando submetidas a temperaturas elevadas, em virtude da maior energia térmica, conduzem a eletricidade, no entanto, de forma muito menos intensa que os metais (MORAIS, 2014).

As aplicações das cerâmicas de baixa permissividade são bastante utilizadas nas comunicações de ondas milimétricas e em substratos para circuitos integrados de micro-ondas. Já as cerâmicas consideradas de média permissividade são aplicadas nas comunicações por satélite e em estações rádio base de telefonia celular. E por fim, as cerâmicas de alta permissividade são utilizadas nos aparelhos de telefones celulares (SEBASTIAN, 2008).

3.10. Materiais cerâmicos magnéticos

As cerâmicas magnéticas apresentam uma diversidade de estruturas cristalinas, composição e aplicações e são conhecidas como ferritas (VALENZUELA, 1994). As ferritas são divididas em quatro grupos de acordo com as suas estruturas cristalinas, Figura 3.10. Espinela, Figura 3.10 (a), na qual os íons de oxigênio formam um conjunto cúbico fechado; granada, Figura 3.10 (b), em que a estrutura contém dois tipos de íon magnético, ferro e um do grupo de terras raras; e hexagonal Figura 3.10 (c), em que a estrutura cristalina é muito mais complexa. A maioria contém ferro como componente principal e é obtida a partir da mistura de óxido de ferro com outros óxidos e carbonos, na forma de pós, que são prensados e sintetizados em altas temperaturas (LUK; LEUNG, 2003; KISHK; ANTAR, 2007).

Figura 3.10 – Diferentes tipos de estrutura das ferritas



Fonte: Picado, (2012, p.4)

Os óxidos magnéticos combinam as propriedades de um material magnético com as de um isolante elétrico. As ferritas possuem essas características e são amplamente utilizadas em eletrônica e telecomunicações; medicina e engenharia biomédica; sistemas de geração e distribuição de energia; conversão eletromecânica (eletrodomésticos, automóveis e aviões); transdutores, sensoriamento, prospecção geológica; sistemas de geração e distribuição de energia (VALENZUELA, 1994; BAHADUR, 1992).

As ferritas também podem ser utilizadas como ímãs permanentes em dispositivos de alta frequência (micro-ondas), como absorvedores de campos magnetostáticos, como materiais para gravação magnética, em radares, telefones celulares, rádio e televisão (ZANATTA, 2006). As exigências das aplicações elétricas modernas dos materiais magnéticos incentivam o estudo de novas técnicas e produtos, aparecendo assim, novas soluções para diversas aplicações. Existe um aumento da procura por dispositivos que processem a detecção de radares, em comunicações e instrumentação. Materiais ferromagnéticos para uso em frequências elevadas devem apresentar uma estrutura de tal forma que permitam a sua utilização nessa faixa de frequências, sem os problemas naturais do trabalho de polarização e do calor das perdas resultantes. Além disso, os intensos campos magnéticos, geralmente necessários, levam à necessidade de materiais com elevada resistividade elétrica, baixas perdas por histerese, baixo campo coercivo, alta permeabilidade inicial e magnetização de saturação. Essas propriedades são particularmente encontradas nas ferritas e as mesmas podem ser formuladas para se obter propriedades magnéticas específicas numa ampla variedade de aplicações. Uma elevada resistividade é desejada para muitas dessas aplicações, para minimizar as perdas dielétricas (MOULSON; HERBERT, 2003). Os óxidos magnéticos utilizados neste projeto serão as granadas.

3.10.1. Granadas

As granadas naturais compreendem uma família de cristais isomórficas de complexos silicatos que, devido a diferentes composições químicas apresentam diferentes cores. São tipos de ferritas que possuem menores perdas dielétricas e, portanto, são preferidas em muitas aplicações (FUR et al., 2011).

O YIG (“*yttrium iron garnet*”) foi descoberto por Bertaut e Forrat (1956), e sua estrutura cristalina foi descrita por Geller e Gilleo (1957). Essa cerâmica foi considerada o melhor material para aplicações na faixa das micro-ondas (1-10 GHz), (PICADO, 2012). A granada de ítrio e ferro YIG é uma espécie de granada sintética, com a composição química $Y_3Fe_2(FeO_4)_3$ ou $Y_3Fe_5O_{12}$. O YIG é um material usado largamente em dispositivos eletrônicos para a região de micro-ondas. É um filtro de micro-ondas bastante eficaz e um transmissor e transdutor bastante eficaz de energia acústica. Algumas de suas propriedades magnéticas, bem como magnetização de saturação, remanência e coercividade dependem das propriedades macro e microestruturais do material. Suas propriedades magnéticas dependem da composição (presença de íons magnéticos), da estrutura do cristal (o arranjo geométrico tridimensional dos íons) e da temperatura. As granadas podem formar soluções sólidas que permitem mudar sua composição sem comprometer a estrutura do cristal. Essa condição permite que as propriedades magnéticas da família sejam alteradas, preservando a estrutura original do cristal (MALLMANN, 2010).

As granadas são extensivamente aplicadas como materiais elétricos e eletrônicos e também são utilizadas como ímãs permanentes, aplicados em motores, geradores, dispositivos de gravação magnética, em dispositivos que requerem o controle do nível da irradiação eletromagnética, para os setores de aeronáutica, espacial, telecomunicações entre outros, (MOULSON; HERBERT, 2003). Souriou, (2010) apresenta uma antena miniaturizada na banda de UHF (Frequência Ultra-alta) que é caracterizada utilizando materiais magneto-dielétricos e nanoferrite (SOURIOU, 2010). Os trabalhos de Fur et al. (2011) e Chaimool, Pinsakul, Akkaraekthalin, (2012) também utilizaram os materiais magneto-dielétricos para miniaturização de antenas. Já Fehine, (2008b) obteve o compósito ferrimagnético, constituídos pelas fases Y_3Fe_2 (YIG) e $Gd_3Fe_5O_{12}$ (Giga), através de processos em estado sólido com a utilização de moagem mecânica. Com o processo de Difração de Raios X (DRX) foi identificado a presença de duas fases nas amostras estudadas, o YIG (fase ferrimagnética) como fase majoritária e pequenas frações de uma fase antiferromagnética o (YFeO₃-YFO). Neste trabalho também foi utilizada a técnica de espectroscopia de Mössbauer através da irradiação

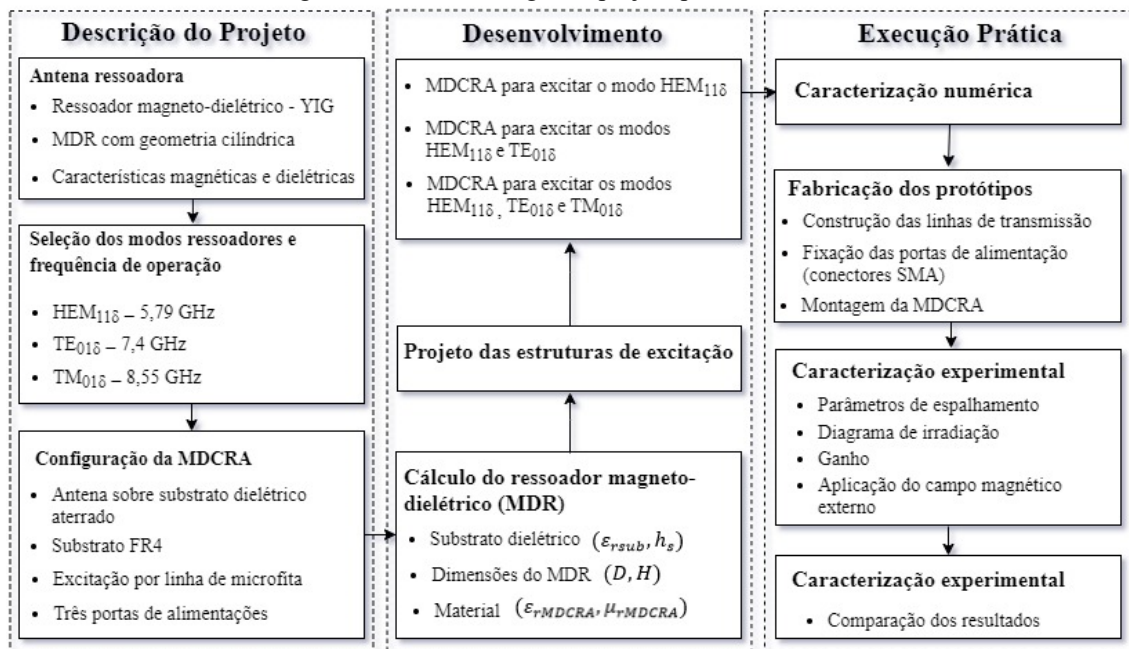
gama, que é capaz de identificar espécies químicas, obtendo informações acerca dos sítios ocupados pelos átomos de ferro dos compósitos. A morfologia dos grãos da superfície dos compósitos foi caracterizada por meio da Microscopia Eletrônica de Varredura (MEV) e os ensaios de microdureza também foram investigados.

Neste Capítulo foi apresentado as definições e características para aplicações práticas das DRAs, seguindo da exibição dos modos ressonantes suportados pelas DRAs, frequência de ressonância, largura de banda, técnicas de excitação, métodos de análise, medidas elétricas em micro-ondas e técnicas de miniaturização. Além disso, foi importante destacar os materiais cerâmicos dielétricos, magnéticos e as granadas.

4. MATERIAIS E MÉTODOS

Neste Capítulo é apresentada a metodologia empregada para o projeto das antenas ressoadoras magneto-dielétricas, com geometria cilíndrica, baseada na matriz YIG para o controle dos modos de propagação $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$ e $TM_{01\delta}$. Na forma resumida a metodologia do projeto da MDCRA se apresenta em três etapas: Descrição do projeto, dimensionamento e execução prática, Figura 4.1.

Figura 4.1 – Metodologia do projeto para a MDCRA



Fonte: elaborado pela autora

4.1. Descrição do projeto

Inicialmente foram definidas as especificações do projeto, as quais compreendeu de uma antena ressoadora constituída de um material magneto-dielétrico. Apresentou elemento ressonante composto de um disco cilíndrico de cerâmica YIG de composição $Y_3Fe_2 (FeO_4)_3$, colocado sobre um substrato dielétrico FR4, fixado com o auxílio de uma fita adesiva dupla face, excitado por linhas de microfita.

O MDR utilizado nesta tese foi disponibilizado pelo LOCEM da UFC, destacado na seção 2.7. Apresentando características dielétricas, $\epsilon_r = 11,32$; $\mu_r = 1,10$; $\tan\delta_E = 0,0014$ e

$\tan\delta_M = 0,00025$. Foi considerado o substrato FR4 de fibra de vidro e resina de epóxi, com espessura $h = 1,5 \text{ mm}$, constante dielétrica $\epsilon_r = 4,4$ e $\tan\delta_E = 0,02$.

Optou-se por utilizar os três modos ressonantes $\text{HEM}_{11\delta}$, $\text{TE}_{01\delta}$ e $\text{TM}_{01\delta}$, devido serem os primeiros modos suportados pelo MDR investigado nesse trabalho, e mais estudados e experimentalmente demonstrados em DRs. Os modos ressonantes foram selecionados e levado em consideração as três frequências de operação correspondentes 5,79 GHz, 7,4 GHz e 8,55 GHz. Analisadas nas faixas de 4,5 GHz a 9,5 GHz. A MDCRA foi excitada por linha de microfita e apresenta três portas de alimentações.

A antena aqui proposta é simples fabricação, compacta e de banda tripla. Também apresenta um design de alimentação simples para minimizar os erros no processo de fabricação e ainda ter controle dos modos independente.

O MDR composto pela matriz YIG apresenta algumas características sintetizadas como baixa perda, alta resistividade, constante dielétrica de alto valor e constante magnética maior que um, o que contribui para a miniaturização das antenas ressoadoras. Esta propriedade permite que esses materiais apresentem permeabilidade relativa diferente de um, e quando se opta por ser maior que um, torna-os facilmente magnetizáveis e com recursos adequados para aplicações onde o controle eletrônico é necessário. O substrato FR4 foi utilizado devido à sua disponibilidade e características já conhecidas, além de apresentar baixo custo. Além disso, nossos bons resultados com o FR4 de baixo custo retardam que um substrato mais caro, homogêneo e com alto valor de permissividade, pode ser usado para obter características aprimoradas.

Para tanto, foi feito um estudo analítico e numérico para três tipos de estruturas alimentadas por linha de microfita. A primeira antena alimentada com uma única linha de microfita, responsável por excitar o modo $\text{HEM}_{11\delta}$, a segunda antena possui duas linhas de microfita que geram os dois modos $\text{HEM}_{11\delta}$ e $\text{TE}_{01\delta}$ e por fim a terceira antena que apresenta três linhas de microfita e produzem os três modos $\text{HEM}_{11\delta}$, $\text{TE}_{01\delta}$ e $\text{TM}_{01\delta}$, para três frequências distintas, com a possibilidade de excitar cada porta independente ao mesmo tempo ou não.

Os diferentes modos foram excitados de acordo com a posição da linha de microfita e o desafio foi encontrar a posição correta para obter os modos desejados, mantendo as três portas desacopladas.

4.2. Desenvolvimento do projeto

4.2.1. Projeto da MDCRA para excitação do modo $HEM_{11\delta}$

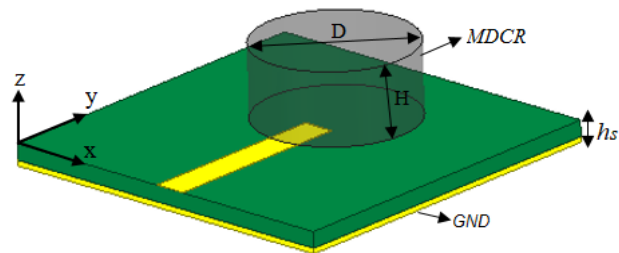
Usando a Expressão (3) e os parâmetros da Tabela 4.1, como primeira abordagem, foi possível estimar a frequência de ressonância para o primeiro modo da MDCRA, Tabela 4.2. O modelo da MDCRA com os parâmetros da antena proposta é apresentada na Figura 4.2. Para o modo $HEM_{11\delta}$ foi prevista a frequência 5,79 GHz, sendo necessário identificar qual a primeira frequência de ressonância para iniciar as simulações computacionais.

Tabela 4.1– Parâmetros utilizados para a MDCRA com material YIG

Parâmetros	Valores
c	299792458 m/s
D	14,36 mm
h_{eff}	8,35 mm
ϵ_{eff}	8,78
H	6,85 mm
h_s	1,5 mm
ϵ_{rMDCR}	11,23
μ_{rMDCR}	1,10
ϵ_{rsub}	4,44
Plano de terra (GND)	0,035 mm

Fonte: elaborado pela autora

Figura 4.2 – Modelo da MDCRA com os parâmetros destacados



Fonte: elaborado pela autora

Tabela 4.2 – Modos de propagação suportado pela MDCRA utilizado neste trabalho

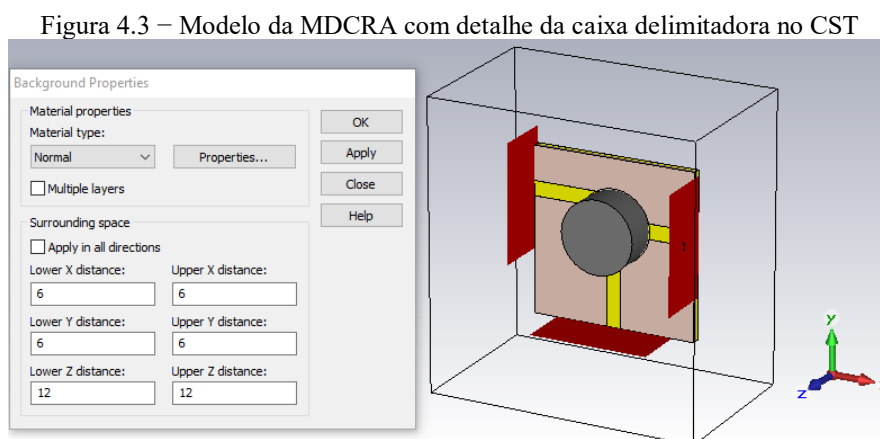
Ordem do modo de propagação	Modo de Propagação	Frequência de Ressonância (GHz)
1º modo	$HEM_{11\delta}$	5,79
2º modo	$TE_{01\delta}$	7,4
3º modo	$TM_{01\delta}$	8,55

Fonte: elaborado pela autora

Para a porta de alimentação 1 que equivale a primeira linha de microfita excitada, produziu o modo $HEM_{11\delta}$. Primeiro foi feito um estudo paramétrico na largura da microfita W_{f1} , para determinar a melhor adaptação ao valor de impedância da porta de entrada 1 de 50Ω para o conector SMA. Em seguida, o valor exato do comprimento Lt

(comprimento total da linha), foi obtido pela determinação de parte da linha que se encontra abaixo do cilindro, o que torna relevante para a definição da primeira frequência de ressonância em 5,77 GHz. A mesma caixa de ferramentas de otimização foi usada para atingir o comprimento de 18,10 mm. Essa frequência está próxima ao valor de 5,79 GHz obtido pela Expressão (1).

O posicionamento escolhido para a MDCRA permitiu a melhor correspondência de impedância, a partir das otimizações numéricas usando o programa comercial CST. A caixa delimitadora utilizada nas simulações do projeto possui volume total $60 \times 60 \times 120$ mm³, Figura 4.3.



Fonte: adaptado de COMPUTER SIMULATION TECHNOLOGY (CST) SOFTWARE, (2018)

As dimensões do ressonador magneto-dielétrico (MDR) utilizado foram adotadas com base no material disponibilizado pelo LOCEM, sendo fundamental realizar a configuração do projeto, em função das características do material disponível. Destacando que foi disponibilizado apenas uma amostra do MDR para realizar todas as medições, possibilitando o limite a faixa de frequência utilizada neste trabalho. É possível observar as dimensões para a primeira antena proposta na Tabela 4.3.

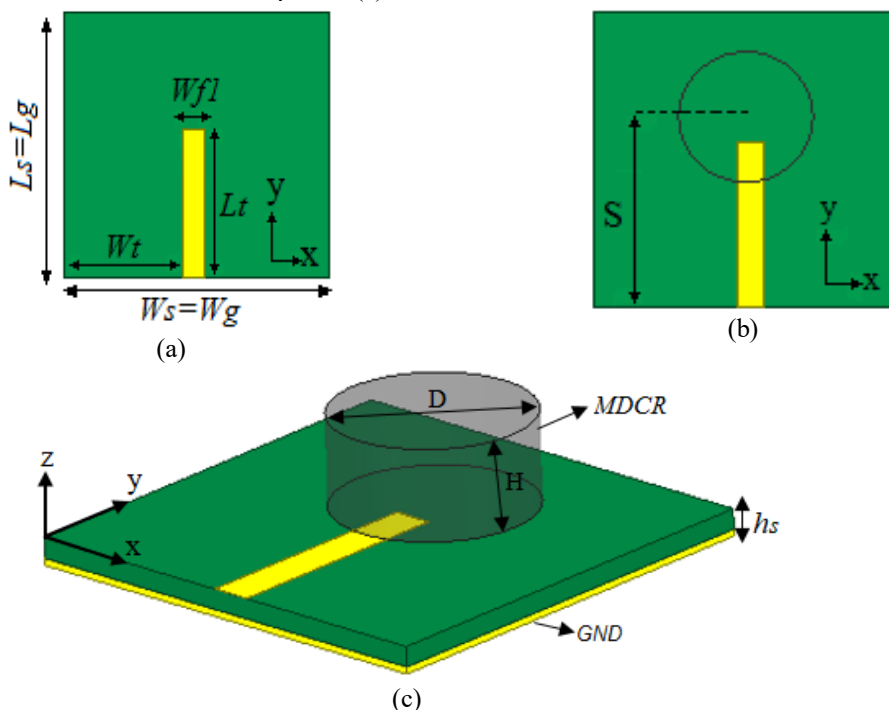
Tabela 4.3 – Dimensões da MDCRA projetada para excitação do modo HEM_{118}

Parâmetros	Substrato			Plano de terra			MDRA cilíndrica			Linha de microfita		
	L_s	W_s	h_s	L_g	W_g	GND	D	H	S	L_t	W_t	W_{fl}
Valor (mm)	32,50	32,50	1,5	32,50	32,50	0,035	14,36	6,85	21,75	18,10	15,31	2,88

Fonte: elaborado pela autora

O modelo e os parâmetros da MDCRA são mostrados na Figura 4.4. A alimentação, Figura 4.4(a), vista superior com detalhe do centro do YIG, Figura 4.4(b) e a vista isométrica, Figura 4.4(c). As linhas de microfita foram gravadas no substrato dielétrico.

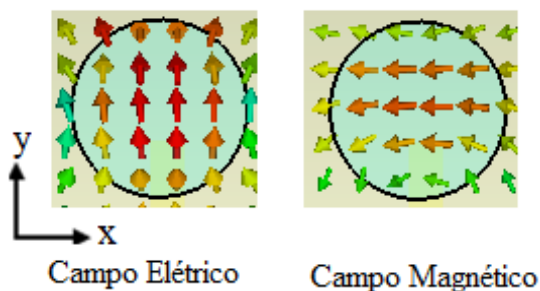
Figura 4.4 – Modelo da MDCRA para excitação do modo $HEM_{11\delta}$: (a) alimentação, (b) vista superior, (c) vista isométrica



Fonte: elaborado pela autora

Foi analisada a distribuição vetorial de campo eletromagnético em cortes transversais do MDCR, em que está representada na Figura 4.5, correspondente à primeira MDCRA para a excitação do modo $HEM_{11\delta}$ na frequência 5,77 GHz.

Figura 4.5 – Distribuições vetoriais de campo eletromagnético em cortes transversais do MDCR (simulação): vista de topo na frequência de 5,77 GHz para o modo $HEM_{11\delta}$

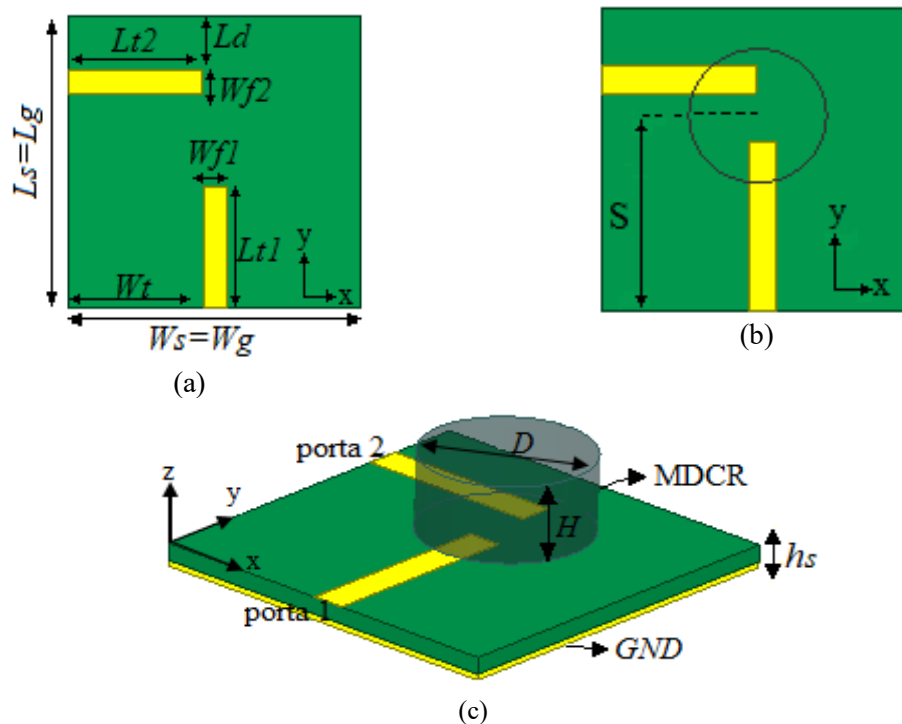


Fonte: elaborado pela autora

4.2.2. Projeto da MDCRA para excitação dos modos $HEM_{11\delta}$ e $TE_{01\delta}$

Foram utilizadas as Expressões (3) e (1) e os parâmetros da Tabela 4.1., como primeira abordagem para estimar as frequências de ressonância para os dois modos $HEM_{11\delta}$ e $TE_{01\delta}$ da MDCRA, Tabela 4.2, previstas as frequências 5,79 GHz e 7,4 GHz, respectivamente. Logo, foram iniciadas as simulações computacionais. O modelo e dimensões da antena são mostrados na Figura 4.6. Destacando-se na alimentação, Figura 4.6(a), a vista superior com detalhe do centro do YIG, Figura 4.6(b) e a vista isométrica, Figura 4.6(c).

Figura 4.6 – Modelo da MDCRA proposta para excitação dos modos $HEM_{11\delta}$ e $TE_{01\delta}$: (a) alimentação, (b) vista superior, (c) vista isométrica



Fonte: elaborado pela autora

A primeira linha de microfita usada na porta 1 produziu o modo $HEM_{11\delta}$, conforme descrito anteriormente na seção 4.2.1. A largura da linha de microfita foi projetada para o conector SMA com impedância de 50Ω e o comprimento sob o DR, $Lt1$, foi variado até a primeira frequência de ressonância fundamental de 5,77 GHz. O mesmo procedimento foi seguido para projetar a segunda linha de microfita usada na

porta 2. O comprimento sob o DR, $Lt2$, foi variado para produzir a frequência de 6,75 GHz para o modo $TE_{01\delta}$.

O posicionamento escolhido para o MDR permitiu a melhor correspondência de impedância da otimização nas simulações. As dimensões do MDR foram as mesmas utilizadas na primeira antena. As dimensões para a segunda antena proposta são apresentadas na Tabela 4.4.

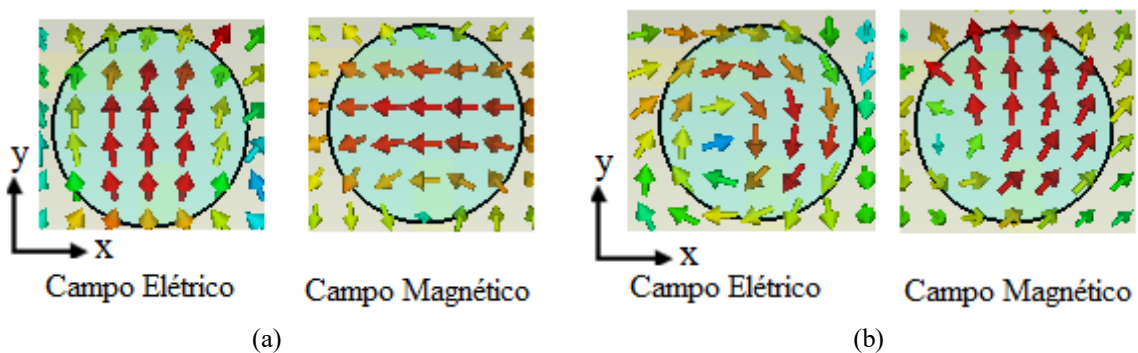
Tabela 4.4 – Dimensões da MDCRA projetada para excitação dos modos $HEM_{11\delta}$ e $TE_{01\delta}$

Parâmetros	Substratos			Plano de terra			MDRA cilíndrica		
	L_s	W_s	h_s	L_g	W_g	GND	D	H	S
Valor (mm)	32,50	32,50	1,5	32,50	32,50	0,035	14,36	6,85	21,75
Linha de microfita									
Parâmetros	$Lt1$	$Lt2$	Ld	Wt		$Wf1$	$Wf2$		
Valor (mm)	18,10	16,05	6,28	15,31		2,88	2,93		

Fonte: elaborado pela autora

As distribuições vetoriais de campo eletromagnético em cortes transversais do MDCR estão representadas na Figura 4.7, correspondente à segunda MDCRA para a excitação dos modos $HEM_{11\delta}$ e $TE_{01\delta}$ nas frequências 5,77 GHz e 6,75 GHz.

Figura 4.7 – Distribuições vetoriais de campo eletromagnético em cortes transversais do MDCR (simulação): (a) vista de topo na frequência de 5,77 GHz para o modo $HEM_{11\delta}$, (b) vista de topo na frequência de 6,75 GHz para o modo $TE_{01\delta}$



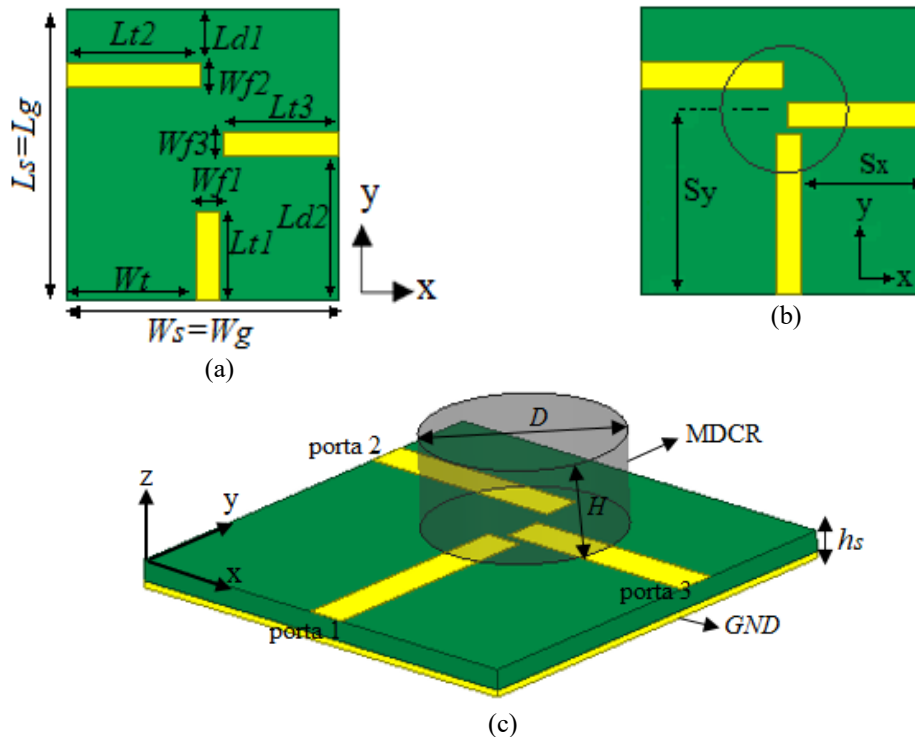
Fonte: elaborado pela autora

4.2.3. Projeto da MDCRA para excitação dos modos $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$ e $TM_{01\delta}$

Nesta seção, é descrito o projeto para a terceira antena apresentando resposta em três bandas de frequência. Usando as Expressões (1), (2) e (3) e os parâmetros da Tabela 4.1, como primeira abordagem. Foi possível estimar as frequências de ressonância para o

os três modos da MDCRA, Tabela 4.2. A configuração proposta é mostrada na Figura 4.7. Apresentando a estrutura com vista superior, Figura 4.8 (a), vista isométrica, Figura 4.8(b) e vista superior com detalhes da localização central do MDR, Figura 4.8(c). Os parâmetros com suas respectivas dimensões da MDCRA proposta são exibidos na Tabela 4.5. As dimensões do MDR foram as mesmas utilizadas na primeira e segunda antena.

Figura 4.8 – Modelo da MDCRA proposta para excitar os modos HEM_{118} e TE_{018} e TM_{018} : (a) alimentação, (b) vista superior, (c) vista isométrica



Fonte: elaborado pela autora

A expressão matemática usada para determinar as frequências de ressonância para cada modo foram as Expressões (1), (2) e (3), discutidas no Capítulo 3. Foi possível identificar as frequências de 5,79 GHz, 7,40 GHz e 8,55 GHz para os respectivos modos HEM_{118} , TE_{018} e TM_{018} , utilizando as dimensões apresentadas na Tabela 4.5. Os parâmetros das linhas de microfita W_{f1} e L_{t1} foram necessários para produzir o modo HEM_{118} . Para a alimentação correspondente à porta 1, a largura W_{f1} foi otimizada para fornecer adaptação à impedância da porta de entrada de 50Ω . O comprimento otimizado L_{t1} , possibilitou a obtenção da primeira frequência de ressonância em 5,75 GHz, que se aproximou do valor de 5,46 GHz obtido na Expressão (3).

O mesmo princípio foi adotado para a alimentação da porta 2 com largura W_{f2} e comprimento L_{t2} . Esses parâmetros permitiram obter a segunda frequência de ressonância em 6,85 GHz para o modo TE_{018} , que se aproxima de 7,40 GHz calculada usando a Expressão (1). A linha microfita usada na porta 3 apresentou largura W_{f3} e comprimento L_{t3} , produzindo uma frequência de ressonância de 8,37 GHz. Portanto, a terceira frequência de ressonância de 8,39 GHz correspondente ao modo TM_{018} , se aproximou do valor de 8,53 GHz obtido usando a Expressão (2). Com base no fato, de que a frequência de ressonância é afetada pelo deslocamento do DR sobre as portas de alimentações, a posição otimizada para o MDR foram S_y e S_x , os valores são destacados na Tabela 4.5.

Tabela 4.5 – Dimensões da MDCRA projetada para excitação dos modos HEM_{118} , TE_{018} e TM_{018}

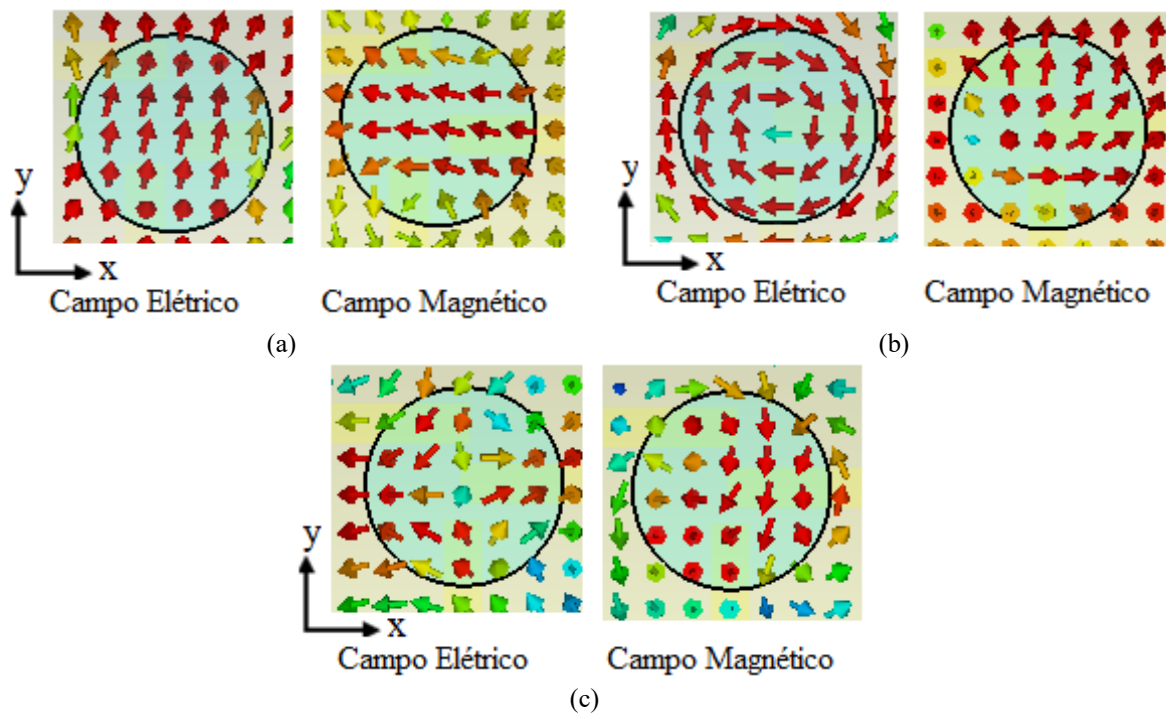
	Substratos			Plano de Terra			MDRA cilíndrica		
Parâmetros	$L_s=W_s$	h_s	19,75	W_g	GND	D	H	S_y	S_x
Valor (mm)	32,50	1,5	32,50	32,50	0,035	14,36	6,85	19,75	14,81
	Linha de microfita								
Parâmetros	L_{t1}	L_{t2}	L_{t3}	L_{d1}	L_{d2}	W_t	W_{f1}	W_{f2}	W_{f3}
Valor (mm)	17,10	16,75	16,45	6,78	18,26	14,81	2,88	2,93	2,99

Fonte: elaborado pela autora

Não é do conhecimento do autor que está disponível na literatura expressão analítica para determinar a posição otimizada do MDR nem para calcular S_x e S_y . Neste presente trabalho, aplicamos a caixa de ferramentas da técnica de otimização disponível no *software*. Isso é feito após o ponto inicial deste projeto, que inclui a identificação da distribuição espacial do modo e as características da linha de microfita de alimentação. Também pode ser destacado que o processo de fabricação afeta os valores de S_x e S_y .

As distribuições vetoriais de campo eletromagnético em cortes transversais do MDCR foram analisadas e estão representadas na Figura 4.9, correspondentes à terceira MDCRA para a excitação dos modos HEM_{118} , TE_{018} e TM_{018} nas frequências 5,75 GHz, 6,86 GHz e 8,37 GHz.

Figura 4.9 – Distribuições vetoriais de campo eletromagnético em cortes transversais do MDCR (simulação): (a) vista de topo na frequência de 5,75 GHz para o $HEM_{11\delta}$, (b) vista de topo na frequência de 6,86 GHz para o modo $TE_{01\delta}$, (c) vista de topo na frequência de 8,37 GHz para o modo $TM_{01\delta}$



Fonte: elaborado pela autora

5. RESULTADOS E DISCUSSÕES

São apresentados neste Capítulo os resultados obtidos durante a realização deste trabalho. As simulações computacionais foram realizadas com objetivo de analisar a funcionalidade do comportamento ressonante, o isolamento entre as portas de alimentações, os diagramas de irradiação, o ganho e a análise na seletividade de magnetização da MDCRA. Em seguida foi possível avaliar os resultados simulados e construir os protótipos das antenas.

5.1. Execução Prática

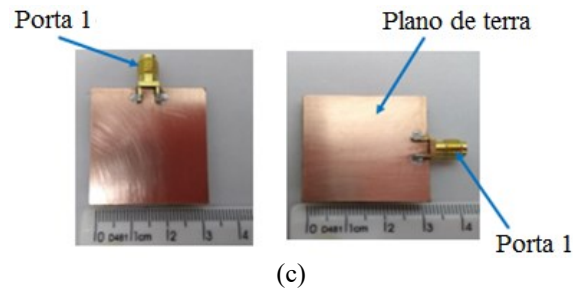
5.1.1. Antenas MDCRA

Utilizou-se um arquivo *Drawing Exchange Format* (DXF) para a importação e arquivamento das imagens das linhas de microfita, realizando a impressão dos adesivos de recorte em uma gráfica comercial. Em seguida, o adesivo foi colado sobre a camada metalizada do substrato e realizada a corrosão com percloroeto de ferro. Para a alimentação das antenas foram soldados conectores SMA tipo fêmea. Os três protótipos apresentam dimensões totais de $32,5 \times 32,5 \times 8,35 \text{ mm}^3$ na sua estrutura física.

O protótipo da antena para excitar o modo HEM_{118} , com uma porta de alimentação é apresentado na Figura 5.1. É observado a vista isométrica, Figura 5.1(a), vista superior, Figura 5.1(b), vista inferior, Figura 5.1(c). O DR foi fixado sobre o substrato dielétrico com o auxílio de uma fita dupla face de material transparente.

Figura 5.1 – Protótipo fabricado da MDCRA para excitar o modo HEM_{118} : (a) vista isométrica (b) vista superior e (c) vista inferior

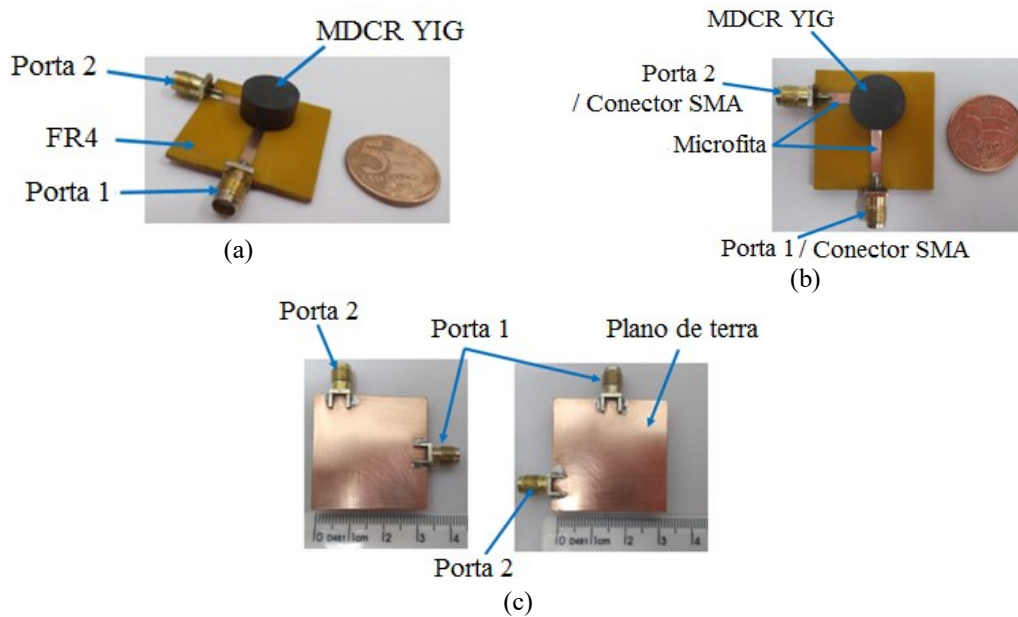




(c)
Fonte: elaborado pela autora

O protótipo da antena para excitação dos modos HEM_{118} e TE_{018} , com duas portas de alimentações pode ser visualizado na Figura 5.2. Na qual a vista isométrica é mostrada na Figura 5.2(a), vista superior, Figura 5.2(b) e na vista inferior, Figura 5.2(c).

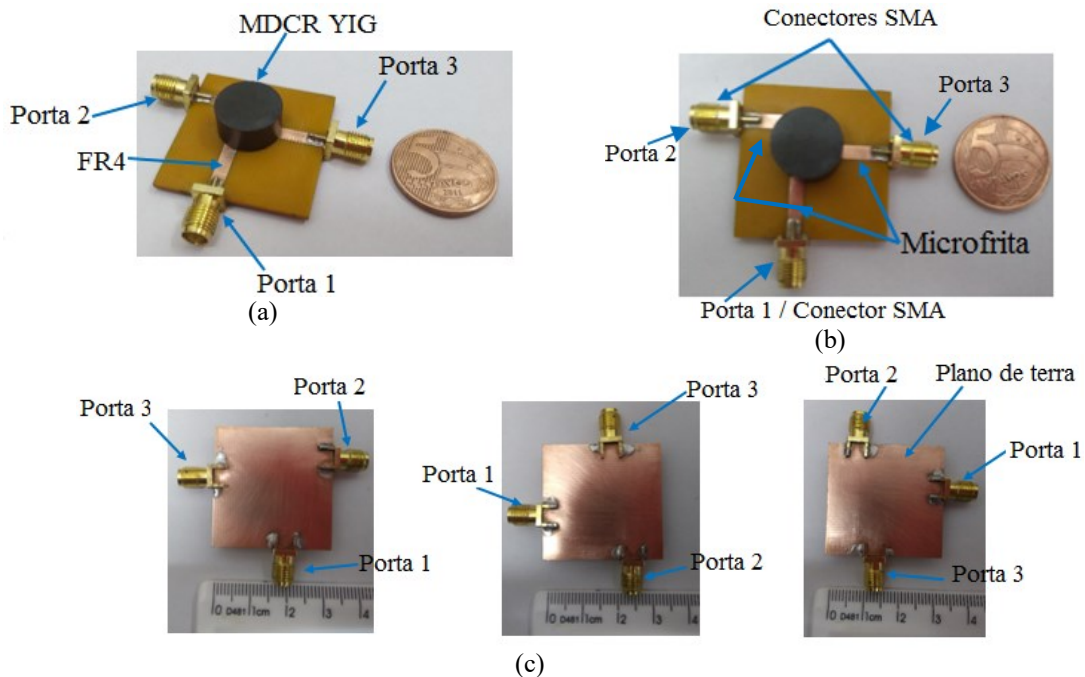
Figura 5.2 – Protótipo fabricado da MDCRA para excitar o modo HEM_{118} e TE_{018} : (a) vista isométrica, (b) vista superior e (c) vista inferior. Fonte: própria autora



(c)
Fonte: elaborado pela autora

E finalmente o protótipo da antena para excitação dos modos HEM_{118} , TE_{018} e TM_{018} é apresentado na Figura 5.3. É observado a vista isométrica na Figura 5.3(a), vista superior, Figura 5.3(b) e vista inferior, Figura 5.3(c).

Figura 5.3 – Protótipo fabricado da MDCRA para excitar o modo $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$ e $TM_{01\delta}$: (a) vista isométrica (b) vista superior e (c) vista inferior



Fonte: elaborado pela autora

5.1.1.1. Resultados simulados e medidos

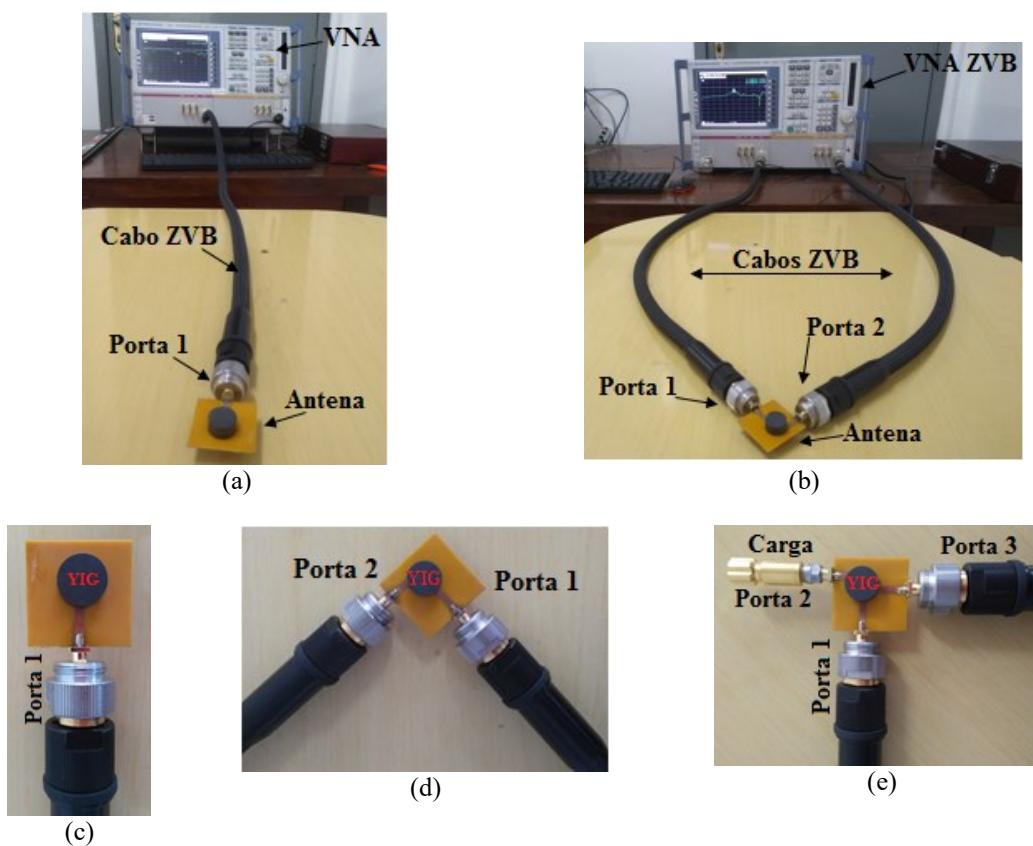
5.1.1.1.1. Parâmetros de espalhamento S da MDCRA para excitação do modo $HEM_{11\delta}$

Para a obtenção dos resultados experimentais referentes as três MDCRAs, foram utilizados os espaços laboratoriais. O Laboratório de Antenas e Sensores (LASen) / UFCG e o Laboratório de Metrologia (LABMET) da UFCG. As medições foram realizadas em uma câmara anecóica, que apresenta um sistema compacto SAVER ETS-R & S variando de 1 GHz a 18 GHz, modelo S81 3x7 e número de série 1156. É composto de uma plataforma giratória e usao sistema EM32. As dimensões da câmara são $7,3 \times 3,2 \times 4,1 \text{ m}^3$ e placas magnéticas são colocadas no piso para acesso ao seu interior. Também fazem parte dos experimentos um analisador de rede vetorial, modelo ZVB 20, da Rohde & Schwarz (10 MHz a 20 GHz), cabos ZVB 3,5 mm e antenas de referência log-periódica, modelo SAS – 510 - 7, (290 MHz - 7 GHz), SAS – 510 - 7 LOG PERIODIC ANTENNA, (2021) e a antena log-periódica, modelo ETS - Lindgren 106971, (1 GHz -10 GHz), (OLIVEIRA, SANTANA; SOUZA; COSTA, 2015). Também foram realizadas medições

no Grupo de Telecomunicações e Eletromagnetismo Aplicado (GTEMA) das instalações do IFPB. Dessa vez, foi utilizado um analisador de rede *Agilent E5071C* (300 KHz a 20 GHz) e duas antenas tipo corneta PE-9818- WR137, (WR-137 WAVEGUIDE STANDARD GAIN HORN ANTENNA OPERATING FROM 5.85 GHZ TO 8.2 GHZ WITH A NOMINAL 10 DB GAIN SMA FEMALE INPUT, 2021).

A seguir é exibido na Figura 5.4 o *setup* de medição para verificar o comportamento do coeficiente de reflexão e acoplamento entre as portas de alimentação das antenas. A estrutura completa do *setup* para o protótipo 1 (antena com uma porta), está ilustrada na Figura 5.4(a), a estrutura completa do *setup* para o protótipo 2 (antena com duas portas), está apresentada na Figura 5.4(b). Esse mesmo *setup* foi utilizado para o protótipo 3 (antena com três portas). Os detalhes da ligação dos cabos na antena estão ilustrados na Figura 5.4(c) referente ao protótipo 1, Figura 5.4(d) protótipo 2 e Figura 5.4(e) protótipo 3.

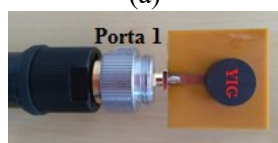
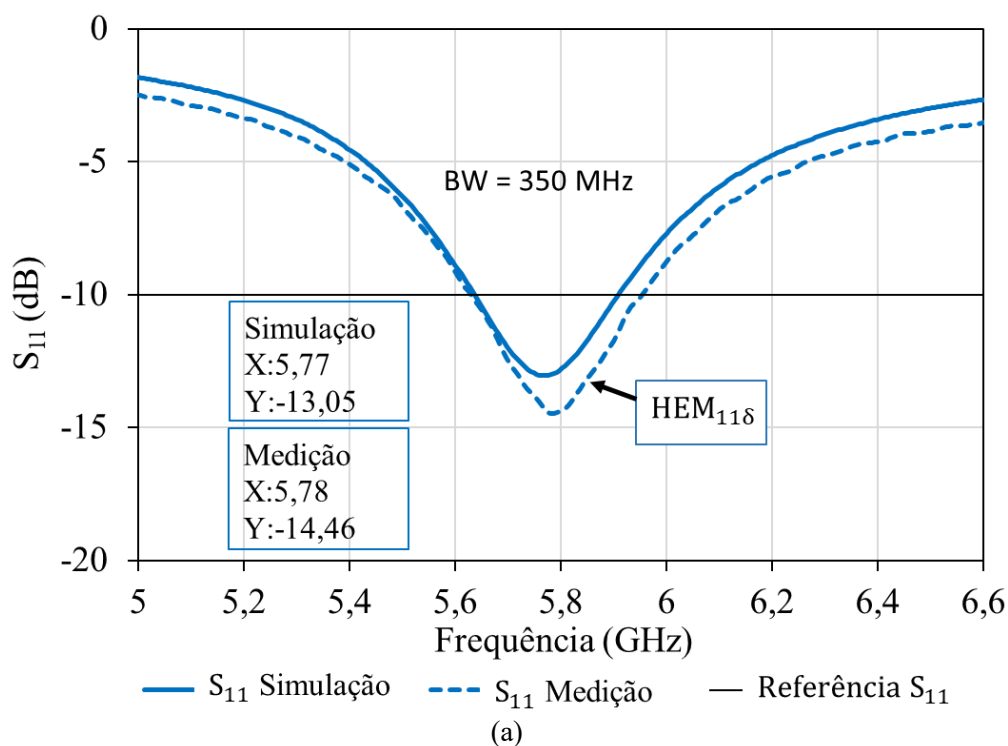
Figura 5.4 – *Setup* de medição: (a) estrutura completa do *setup* para o protótipo 1, (b) estrutura completa do *setup* para o protótipo 2, (c) detalhes da ligação dos cabos protótipo 1, (d) detalhes da ligação dos cabos protótipo 2 e (e) detalhes da ligação dos cabos protótipo 3. LaSen-UFCG



Fonte: elaborada pela autora

Uma comparação de resultados do coeficiente de reflexão (parâmetro S_{11}) simulados e medidos, para a MDCRA excitada por uma linha de microfita para gerar o modo $HEM_{11\delta}$ (protótipo 1) é visualizada na Figura 5.5(a). Os resultados numéricos e experimentais são apresentados de 5,0 GHz a 6,6 GHz. Foi considerado a referência para o parâmetro S o nível de -10 dB. A antena exibe uma frequência de ressonância simulada de 5,77 GHz, com uma largura de banda de 5,64 GHz até 5,92 GHz. E frequência de ressonância medida de 5,61 GHz até 5,96 GHz. É observada uma concordância muito boa entre os resultados simulados e medidos. O detalhe da ligação dos cabos ZVB na porta 1 da antena para realizar a caracterização experimental são exibidos na Figura 5.5(b). Na Tabela 5.1 é apresentada uma comparação dos resultados analíticos, simulados e medidos para a MDCRA com uma porta.

Figura 5.5 – Resposta em frequência para a MDCRA proposta para gerar o modo $HEM_{11\delta}$: (a) comparação S_{11} simulado e medido, (b) detalhe da ligação do cabo para a caracterização experimental



(b)

Fonte: elaborada pela autora

Tabela 5.1 – Comparação dos resultados da MDCRA proposta para excitação do modo HEM_{118}

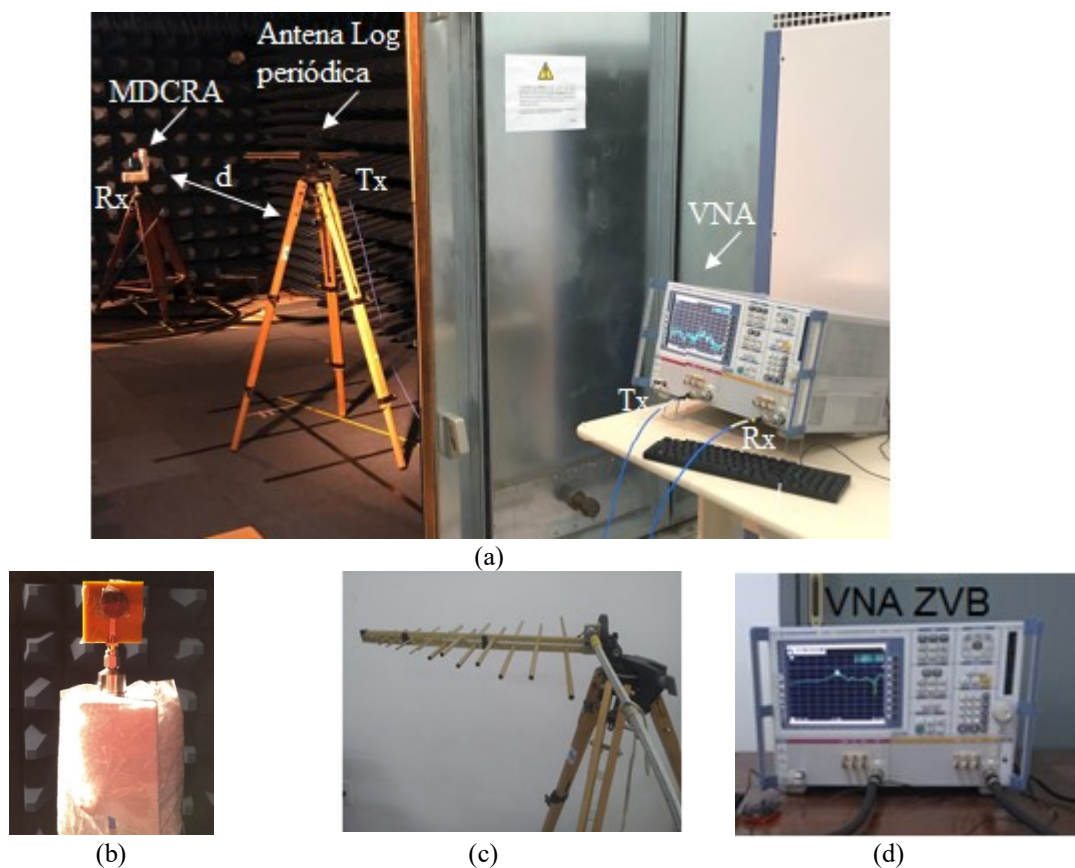
Modo	Frequência de ressonância (GHz)			Largura de banda (MHz)		S_{11} (dB)		Ganho direto (dBi)	
	Analítico	Simulação	Medição	Simulação	Medição	Simulação	Medição	Simulação	Medição
HEM_{118}	5,79	5,77	5,78	280	350	-13,05	-14,46	4,82	3,9

Fonte: elaborado pela autora

5.1.1.1.2. Diagrama de irradiação da MDCRA para excitação do modo HEM_{118}

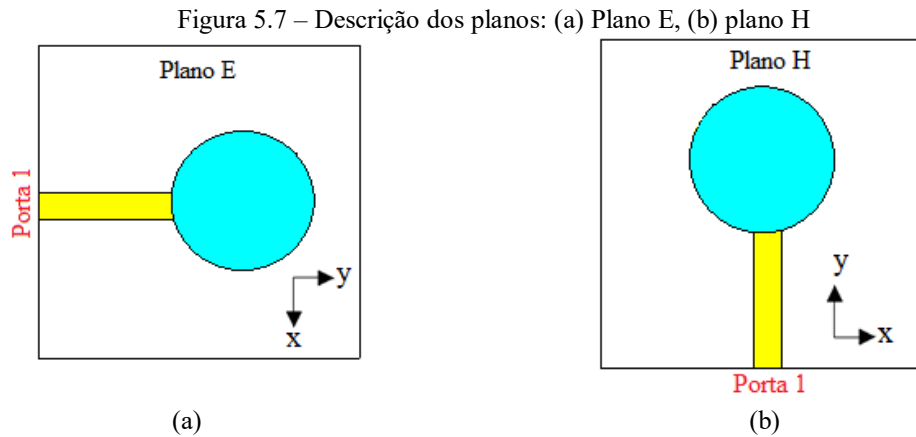
Os diagramas mostrados a seguir são referentes à antena projetada para excitar o modo HEM_{118} . As medições para os diagramas de irradiação da antena proposta foram realizadas dentro de uma câmara anecoica no LABMET – UFCG, na qual apresentou uma melhor concordância com os resultados simulados. O *setup* de medição para o diagrama de irradiação da MDCRA está apresentado na Figura 5.6(a). A MDCRA medida, Figura 5.6(b), a antena log periódica, Figura 5.6(c) e o VNA, Figura 5.6(d).

Figura 5.6 – (a) *Setup* de medição para o diagrama de irradiação - LABMET, (b) MDCRA medida, (c) antena log periódica e (d) VNA



Fonte: elaborado pela autora

A descrição dos planos considerados nas medições é apresentada na Figura 5.7. É ilustrado a antena posicionada no plano E, Figura 5.7(a) e a antena posicionada no plano H, Figura 5.7(b).



Elaborado pela autora

O ganho medido para as antenas (MDCRAs) foi obtido através do método de comparação, utilizando uma antena padrão de modelo (Log Periódica SAS 510-7, Serial No.: 168, AH Systems – Ganho: 5,8 dBi). Foi posicionado um par de antenas calibradas com ganho conhecidos na recepção e transmissão. No qual, mediu-se inicialmente a potência recebida da antena padrão na direção máxima de irradiação, em seguida a antena padrão foi substituída pela antena sob teste, para que a potência recebida fosse medida. Sabendo o ganho e a potência recebida da antena padrão, e a potência da antena sob teste, foi possível calcular o ganho da MDCRA, dessa forma foi utilizado a Expressão (9), (BALANIS, 1997),

$$G_x = G_{padr\tilde{a}o} + (P_x - P_{padr\tilde{a}o}), \quad (9)$$

Em que,

G_x é o ganho da antena sob teste (MDCRA), P_x é a potência recebida pela antena sob teste, $G_{padr\tilde{a}o}$ é o ganho da antena de padrão e $P_{padr\tilde{a}o}$ é a potência da antena padrão.

Os diagramas de irradiação dos campos em 2-D e 3-D, da antena projetada para excitar o modo $HEM_{11\delta}$ na frequência de 5,78 GHz estão mostrados nas Figuras 5.8 e 5.9. As configurações para medição do diagrama de irradiação da MDCRA são destacadas

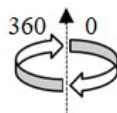
nas Figuras 5.8(a) e 5.9(a). Considerando o plano E - (vertical) $\phi = 0^\circ$ e o plano H - (horizontal) $\phi = 90^\circ$, que são apresentados em função de θ variando de 0 a 360° .

Para a descrição do plano E (frequência 5,78 GHz), Figura 5.8(a), a MDCRA foi posicionada no plano horizontal e a antena de referência com polarização do campo elétrico no plano horizontal considerando a polarização co-polar, que é a polarização desejada da onda a ser irradiada pela antena. Ao rotacionar a antena de referência 90° na vertical, um diagrama na polarização cruzada para o plano E foi produzido. O mesmo procedimento foi adotado para obter o diagrama de irradiação para o plano H (frequência 5,78 GHz). A MDCRA foi posicionada no plano vertical, e a antena de referência com polarização do campo elétrico na vertical considerando a polarização co-polar, para obter a polarização cruzada e a antena de referência foi posicionada com polarização do campo elétrico na horizontal, Figura 5.9 (a). O diagrama de irradiação em 2D no Plano E, está destacado na Figura 5.8(b) e plano H, Figura 5.9 (b). Já o diagrama de irradiação em 3-D na frequência 5,78 GHz está representado na Figura 5.8(c) e a Figura 5.9(c).

Figura 5.8 – Diagrama de irradiação 2-D da MDCRA para excitação do modo HEM_{116} , frequência 5,78 GHz: (a) detalhes da MDCRA medida, (b) plano E, (c) diagrama de irradiação 3- D



MDCRA posicionada no plano horizontal

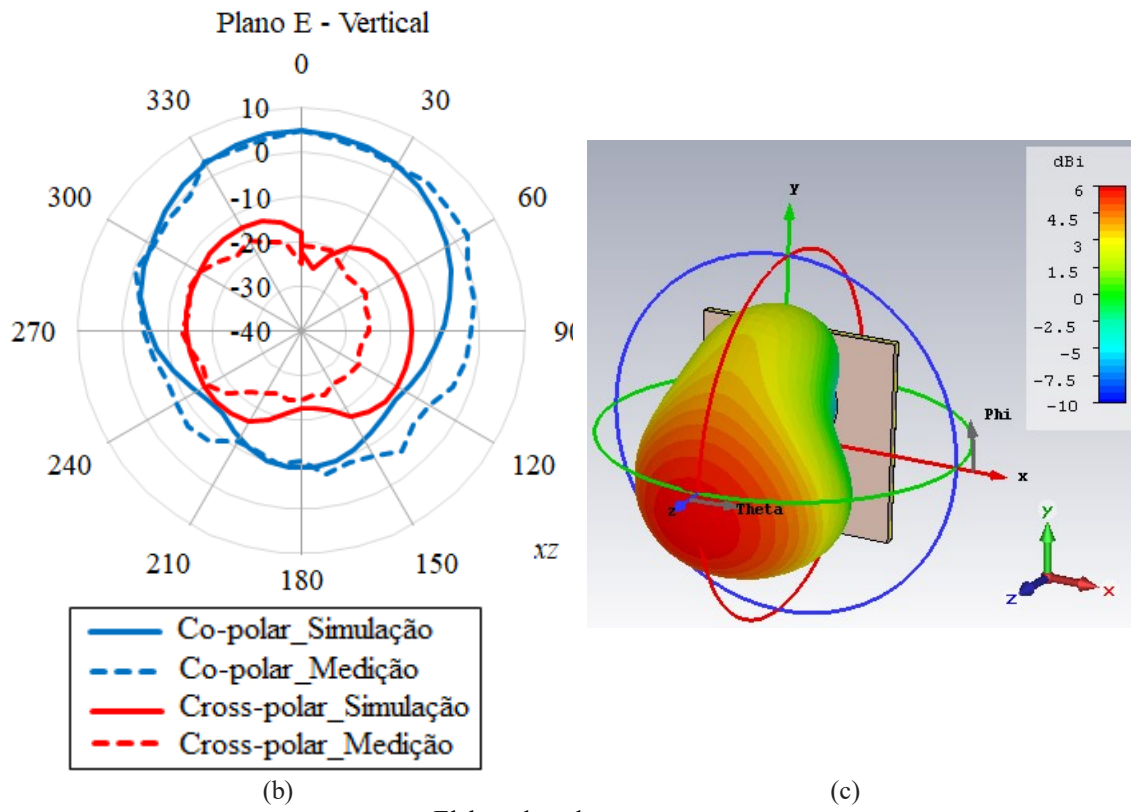


Polarização do campo elétrico no plano horizontal



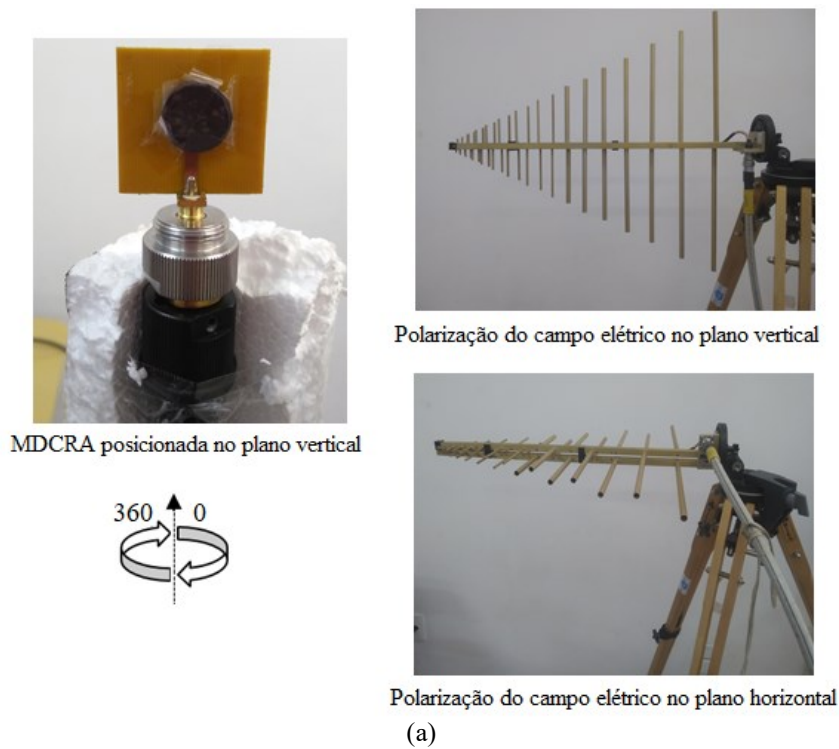
Polarização do campo elétrico no plano vertical

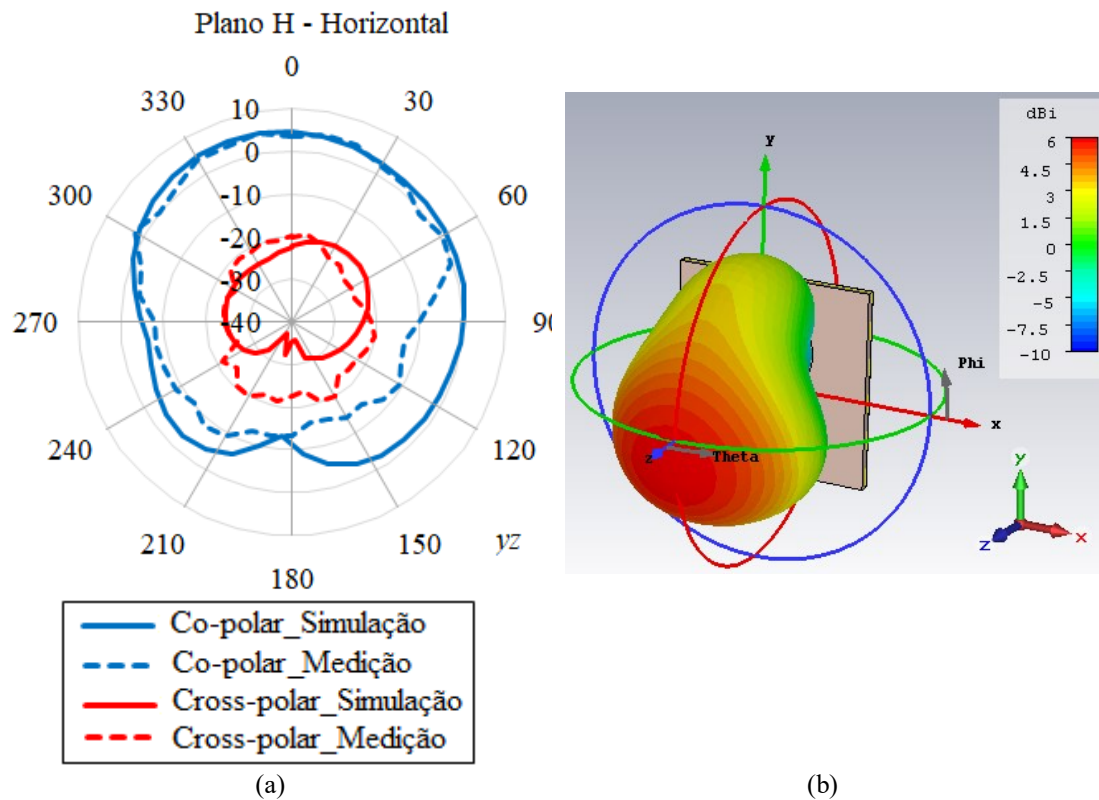
(a)



Elaborado pela autora

Figura 5.9 – Diagrama de irradiação 2-D da MDCRA para excitação do modo HEM_{118} , frequência 5,78 GHz: (a) plano H, (b) diagrama de irradiação 3-D, (c) detalhes da MDCRA medida





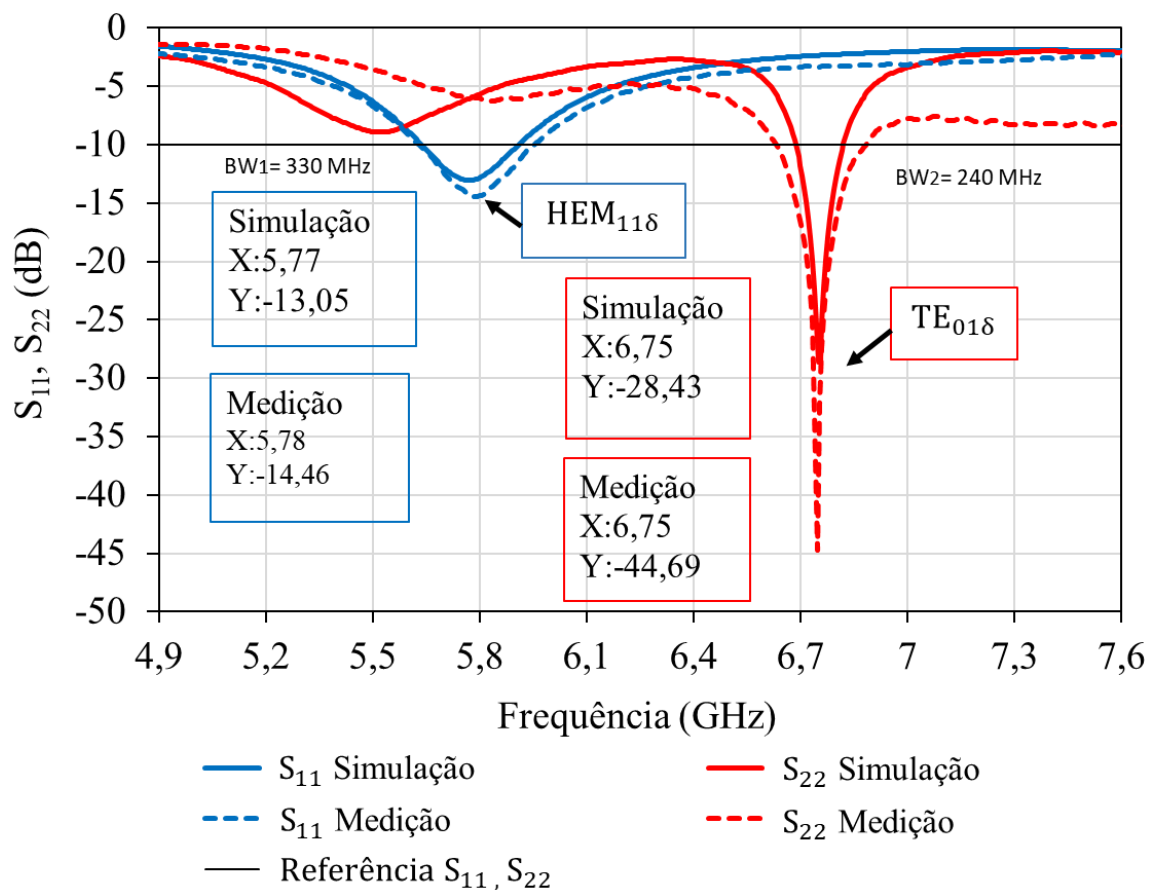
Fonte: elaborado pela autora

Pode-se observar que o diagrama da MDCRA no plano E apresenta máxima irradiação na direção $\theta = 0^\circ$. E o plano H apresenta máxima irradiação na direção $\theta = 350^\circ$. Uma boa concordância entre os diagramas de irradiação simulados e medidos é observada. Nota-se uma diferença de pelo menos 15 dB no plano E e 20 dB no plano H, entre a polarização co-polar e cruzada, na direção de máxima irradiação.

5.1.1.1.3. Parâmetros de espalhamento S da MDCRA para excitação dos modos HEM_{118} e TE_{018}

Os resultados obtidos para a segunda MDCRA excitada por duas linhas de microfita, responsável por gerar os modos HEM_{118} e TE_{018} são apresentados nesta seção. Uma comparação de resultados do coeficiente de reflexão (parâmetro S_{11} e S_{22}) simulados e medidos, para a MDCRA excitada por duas linhas de microfita são mostrados na Figura 5.10(a), na qual cada porta de alimentação excita um modo. Também é exibido na Figura 5.10(a) o detalhe da ligação dos cabos ZVB na porta 1 e na porta 2.

Figura 5.10 – Resposta em frequência para a MDCRA proposta para gerar os modos $HEM_{11\delta}$ e $TE_{01\delta}$: (a) comparação S_{11} e S_{22} simulados e medidos, (b) detalhe da ligação dos cabos para a caracterização experimental



(a)



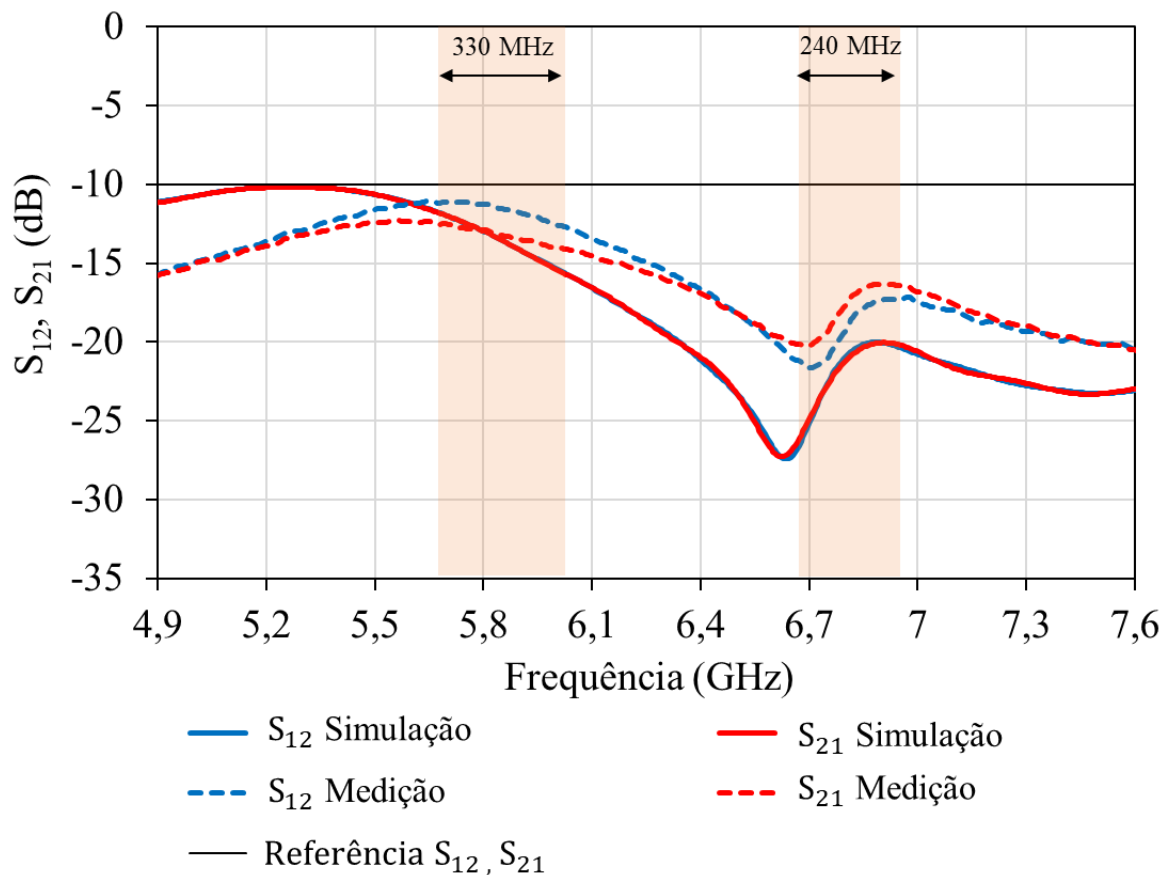
(b)

Fonte: elaborado pela autora

Os resultados foram analisados na faixa de frequência de 4,9 GHz a 7,6 GHz. A primeira frequência de ressonância simulada foi observada em 5,77 GHz. A antena possui largura de banda (BW) de 270 MHz, de 5,63 GHz até 5,90 GHz. A frequência de ressonância medida foi de 5,78 GHz, com uma largura de banda de 5,63 GHz até 5,96

GHz. A segunda frequência de ressonância simulada foi de 6,75 GHz, com largura de banda de 6,70 GHz até 6,84 GHz, enquanto a medida é de 6,75 GHz, com largura de banda de 6,63 GHz até 6,87 GHz. Esses resultados mostram que os parâmetros S apresentam um comportamento muito semelhante para os coeficientes S_{11} e S_{22} medidos e simulados. A diferença entre os resultados medidos e simulados podem ser atribuídos a alguns aspectos construtivos da antena, bem como o processo de fabricação não convencional e a forma de como os conectores SMA foram soldados, entre outros que foram desconsiderados durante a simulação.

Os parâmetros de transmissão representados pelos S_{21} (dB) e S_{12} (dB), Figura 5.11, fornecem informações de isolamento entre as portas de alimentação. Os resultados simulados e medidos podem ser observados para a faixa de frequência de 4,9 GHz a 7,6 GHz. Um bom isolamento pode ser observado em toda a faixa de frequência da MDCRA proposta, que está abaixo de -10 dB para os resultados simulados e medidos. Nesse projeto, a antena foi otimizada considerando algumas restrições, e um isolamento abaixo de -10 dB foi estabelecido como valor aceitável para o acoplamento mútuo. A primeira frequência (5,78 GHz) é menos adaptada, causando um casamento de impedância menor e, conseqüentemente, resultando em um alto acoplamento mútuo. Embora, um isolamento aceitável superior a 11,5 dB foi obtido. Na segunda frequência (6,75 GHz), um melhor casamento de impedância e isolamento foram observados. O casamento de baixa impedância se deve à simplicidade da linha de alimentação da antena, porém, obteve-se o S_{11} abaixo de -10 dB e o S_{21} dentro da faixa aceitável. Uma comparação dos resultados analíticos, simulados e medidos da MDCRA proposta para o protótipo 2, Tabela 5.2.

Figura 5.11 – Comparação dos parâmetros S_{12} e S_{21} simulados e medidos para a segunda MDCRA proposta

Fonte: própria autora.

Tabela 5.2 – Comparação dos resultados da MDCRA proposta para excitação dos modos $HEM_{11\delta}$ e $TE_{01\delta}$.

Modo	Frequência (GHz)			Largura de banda (MHz)		S_{11} (dB)		$S_{12/21}$ (dB)		Ganho Broadside (dBi)	
	Anál.	Sim.	Med.	Sim.	Med.	Sim.	Med.	Sim.	Med.	Sim.	Med.
$HEM_{11\delta}$	5,79	5,77	5,78	270	330	-13,05	-14,46	-12,89	-11,22	5,01	3,6
$TE_{01\delta}$	7,4	6,75	6,75	140	240	-28,43	-44,69	-21,84	-18,43	3,52	2,9

*Anal. (analítico), Sim (simulação), Med (medição).

Fonte: elaborado pela autora

5.1.1.1.4. Diagrama de irradiação da MDCRA para excitação dos modos $HEM_{11\delta}$ e $TE_{01\delta}$

Nessa seção serão apresentados os diagramas de irradiação em 2-D e 3-D da MDCRA para excitação dos modos $HEM_{11\delta}$ e $TE_{01\delta}$ nas frequências de 5,78 GHz e 6,75 GHz, respectivamente. Os diagramas de irradiação para essa antena, também foram

medidos dentro de uma câmara anecoica do LABMET-UFCG. Apesar dessas medições serem realizadas dentro de uma câmara anecoica, a presença de cabos e carga nas portas de alimentações, impõe algumas limitações para um melhor resultado. Percebeu-se que eles possuem um tamanho físico considerável, se comparando ao tamanho da antena proposta, o que certamente afetou as medições. A configuração da MDCRA para a medição do diagrama de irradiação é mostrada nas Figuras 5.12 e 5.13. Para essa seção, foi adotado o mesmo procedimento utilizado na seção 5.1.1.2. Para a frequência 5,78 GHz, o plano E é mostrado na Figura 5.12(a) e o plano H, Figura 5.12(b). Já para a frequência de 6,75 GHz é apresentado o plano E, Figura 5.13(a) e o plano H, Figura 5.13(b).

Figura 5.12 – Descrição dos planos: (a) Plano E, (b) plano H para a frequência de 5,78 GHz

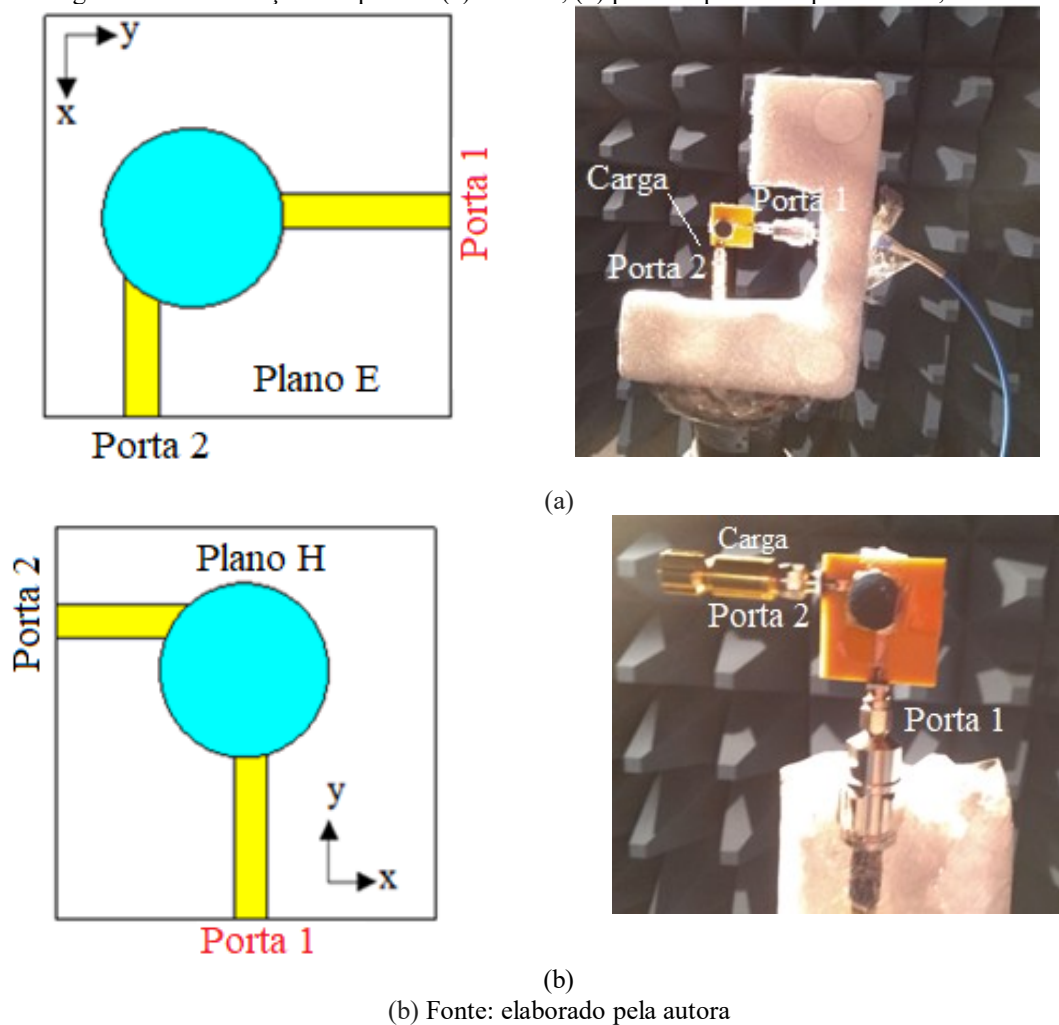
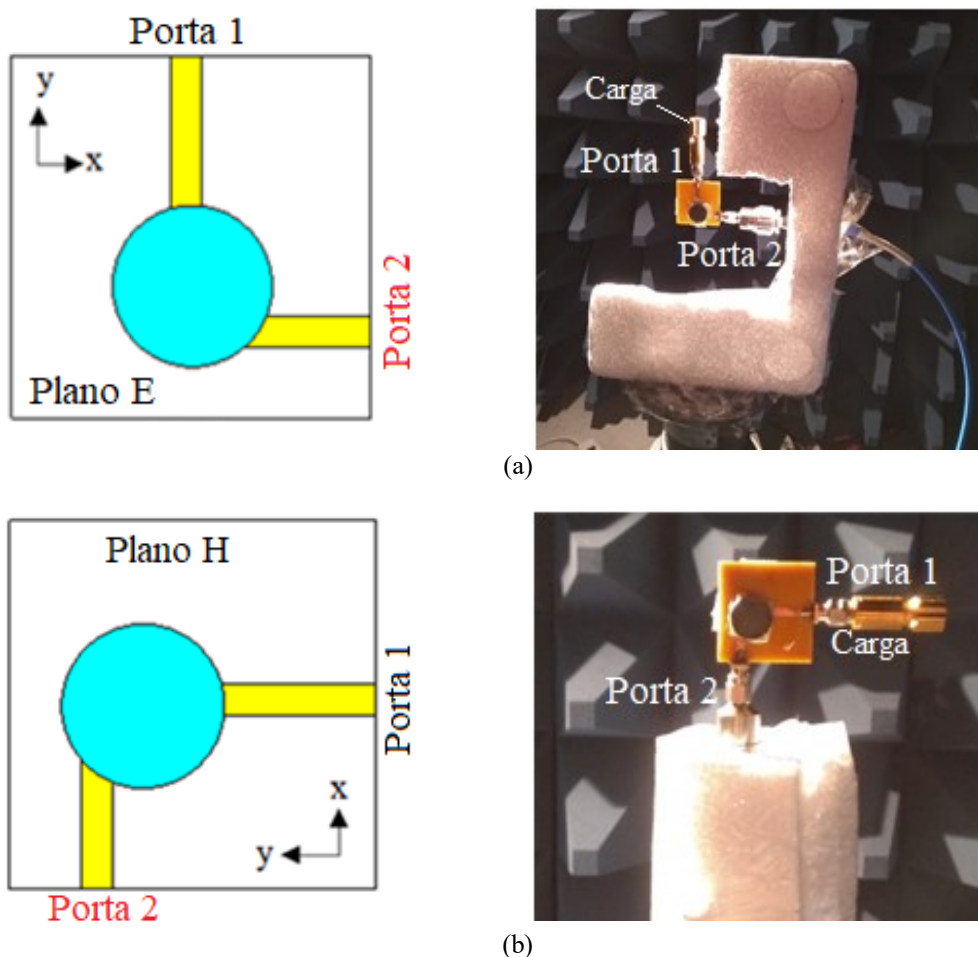


Figura 5.13 – Descrição dos planos: (a) Plano E, (b) plano H para a frequência de 6,75 GHz



Fonte: elaborado pela autora

Para a descrição do plano E (frequência 5,78 GHz), a MDCRA foi posicionada no plano horizontal, Figura 5.14(a), e a antena de referência exibe polarização do campo elétrico no plano horizontal, considerando a polarização co-polar e a polarização do campo elétrico no plano vertical, considerando a polarização cruzada. Para o plano H na frequência 5,78 GHz é mostrado na Figura 5.15(a), a MDCRA posicionada no plano vertical, e a antena de referência fornece a polarização do campo no plano vertical considerando a polarização co-polar, e a polarização do campo elétrico no plano horizontal considerando a polarização cruzada.

São mostrados na Figura 5.14(b) o plano E e a Figura 5.15(b) o plano H referente aos diagramas de irradiação 2-D para a frequência 5,78 GHz. Como também o diagrama em 3-D que são apresentados nas Figuras 5.14(c) e 5.15(c). Observa-se que o diagrama de irradiação da MDCRA no plano E apresenta máxima irradiação na direção $\theta = 20^\circ$ e o

plano H apresenta máxima irradiação na direção $\theta = 350^\circ$. Uma boa concordância entre os diagramas de irradiação simulados e medidos é observada. Uma diferença de pelo menos 15 dB no plano E e 10 dB no plano H entre a polarização co-polar e cruzada na direção de máxima irradiação, também é observada.

Figura 5.14 – Diagrama de irradiação 2-D da MDCRA para excitação do modo HEM_{118} , frequência 5,78 GHz - (a) detalhe do *setup* de medição, (b) diagrama no plano – E, (c) diagrama de irradiação 3-D

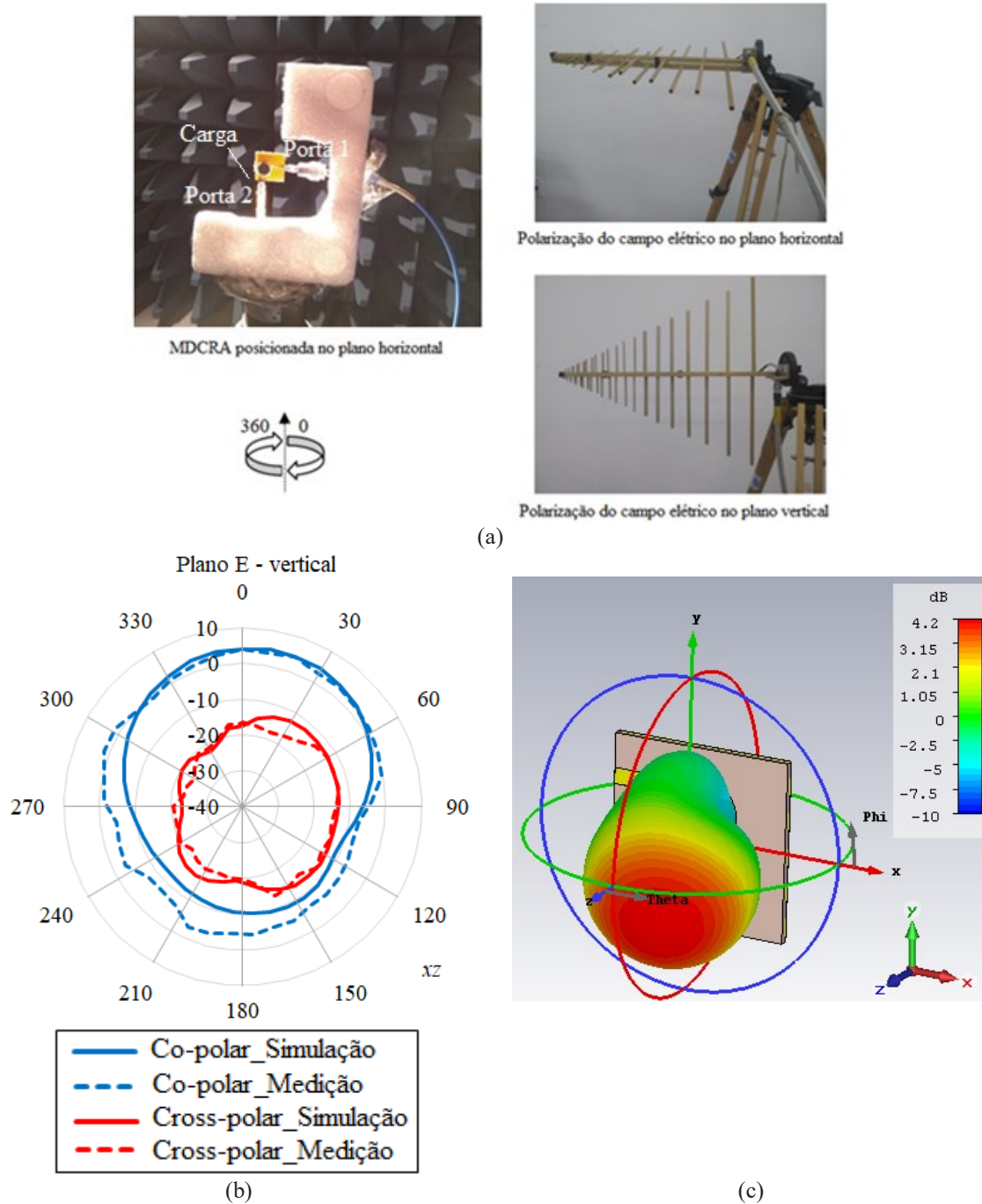
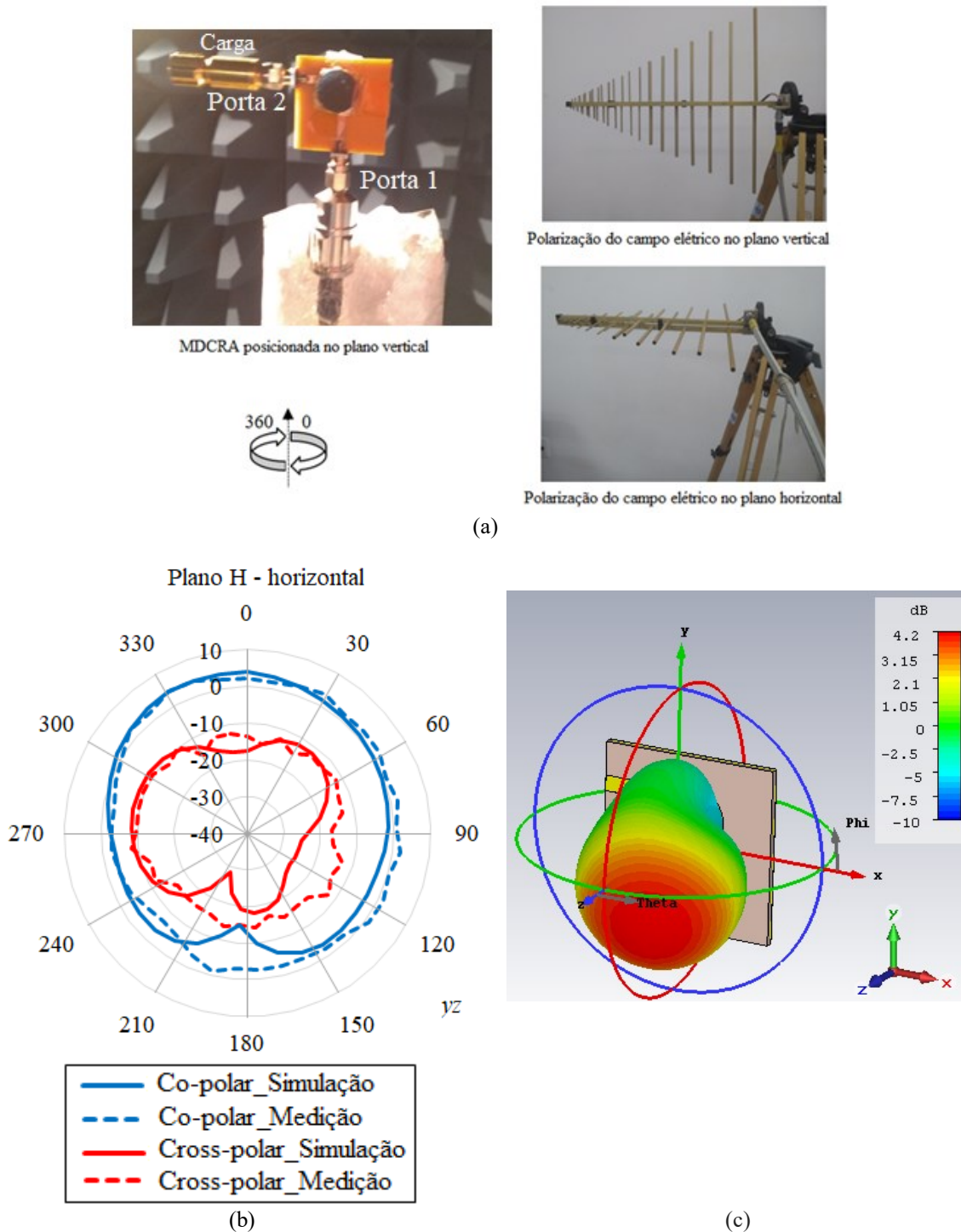


Figura 5.15 – Diagrama de irradiação 2-D da MDCRA para excitação do modo HEM_{118} , frequência 5,78 GHz - (a) detalhe do *setup* de medição, (b) diagrama no plano – H, (c) diagrama de irradiação 3-D



Fonte: elaborado pela autora

O mesmo procedimento utilizado anteriormente para medir o campo no plano E (vertical) $\varphi = 0^\circ$ e no plano H (horizontal) $\varphi = 90^\circ$ para θ variando de 0 a 360° foi adaptado para o modo TE_{018} , que é excitado na frequência de 6,75 GHz.

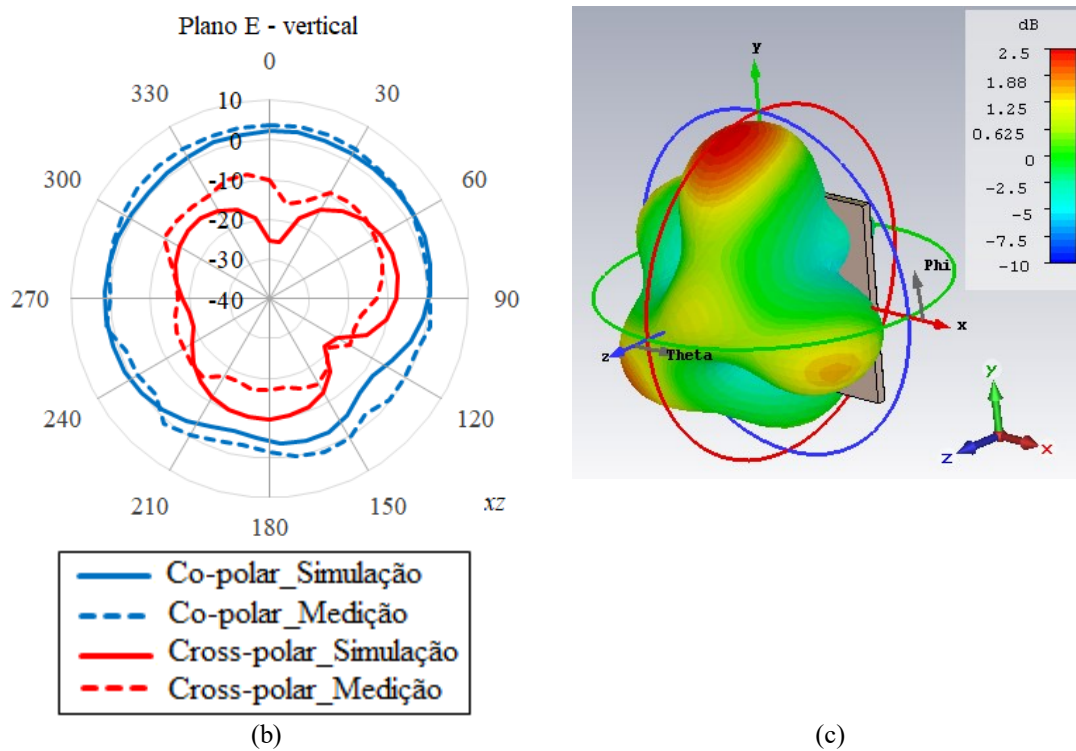
A descrição da medição do plano E para a frequência de 6,75 GHz é mostrada na Figura 5.16(a). A MDCRA é posicionada no plano horizontal, bem como a antena log-periódica (referência) para medir o campo elétrico co-polar no plano horizontal, já o campo elétrico no plano vertical, a polarização cruzada. Para o plano H na frequência de 6,75 GHz, é mostrada na Figura 5.17(a) a MDCRA posicionada no plano vertical, e a antena de referência fornece a polarização do campo elétrico da antena log-periódica no plano vertical obtendo a polarização co-polar, já a antena de referência com polarização do campo elétrico no plano horizontal, considerando a polarização cruzada.

São apresentados na Figura 5.16(b) o plano E e a Figura 5.17(b) o plano H referente aos diagramas de irradiação 2-D para a frequência 6,75 GHz. Como também o diagrama em 3-D que são apresentados nas Figuras 5.16(c) e 5.17(c). Pode-se observar, que os diagramas de irradiação do MDCRA no plano E e o plano H apresenta irradiação na direção máxima em $\theta = 10^\circ$ e o plano H apresenta irradiação na direção máxima em $\theta = 70$. Além disso, na maior parte do diagrama nota-se uma diferença de pelo menos 10 dB no plano E e 15 dB no plano H, entre a polarização co-polar e cruzada, na direção de máxima irradiação. Existe uma boa concordância entre os diagramas de irradiação simulados e medidos.

Figura 5.16 – Diagrama de irradiação 2-D da MDCRA para excitação do modo TE_{018} , frequência 6,75 GHz - (a) detalhe do *setup* de medição, (b) diagrama no plano – E, (c) diagrama de irradiação 3-D

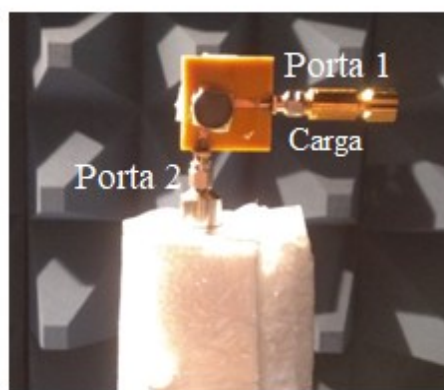


(a)

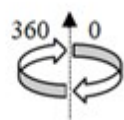


Fonte: elaborado pela autora

Figura 5.17 – Diagrama de irradiação 2-D da MDCRA para excitação do modo TE_{018} , frequência 6,75 GHz - (a) detalhe do *setup* de medição, (b) diagrama no plano – E, (c) diagrama de irradiação 3-D



MDCRA posicionada no plano vertical

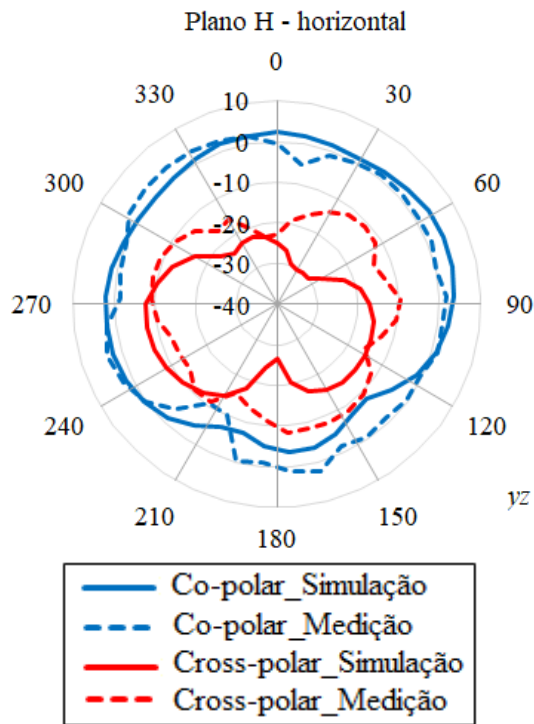


Polarização do campo elétrico no plano vertical

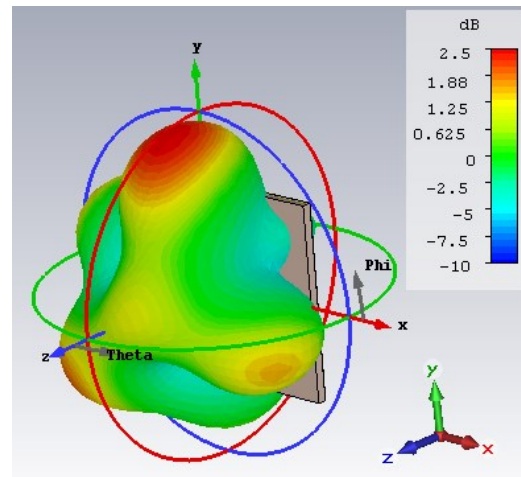


Polarização do campo elétrico no plano horizontal

(a)



(b)



(c)

Fonte: elaborado pela autora

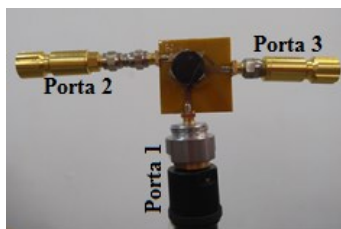
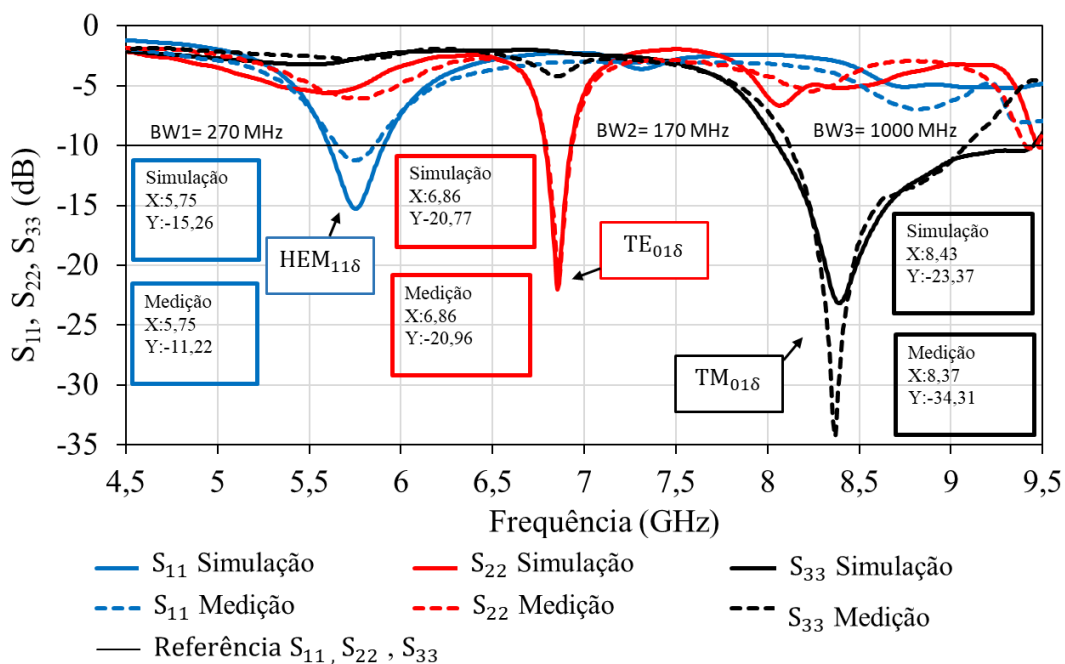
5.1.1.1.5. Parâmetros de espalhamento S da MDCRA para excitação dos modos HEM_{118} , TE_{018} e TM_{018}

A terceira MDCRA proposta é alimentada por três linhas de microfita, produz três frequências de ressonância distintas, com a possibilidade não apenas de excitar os três modos HEM_{118} , TE_{018} e TM_{018} ao mesmo tempo, mais também de excitar cada porta independente ao mesmo tempo ou não. Os resultados para os coeficientes de reflexão e transmissão, simulados e medidos, para a MDCRA são exibidos na faixa de frequência de 4,5 GHz a 9,5 GHz, em que a largura de banda foi considerada para o coeficiente de reflexão S_{11} inferior a -10 dB. É fornecida uma comparação das três frequências de ressonância, Figura 5.18(a), na qual a primeira frequência simulada foi 5,75 GHz, que está em concordância com a medida em 5,75 GHz. As larguras de banda simuladas e medidas foram 300 MHz (5,60 GHz até 5,90 GHz) e 270 MHz, (5,90 GHz até 5,63 GHz), respectivamente.

Para a segunda frequência de ressonância, os resultados simulados e medidos foram ambos de 6,86 GHz, mostrando uma boa concordância entre os dois resultados. Ambas as larguras de banda simuladas e medidas são 170 MHz, de 6,95 GHz até 6,78 GHz. Por

fim, a terceira ressonância simulada foi de 8,43 GHz, o que está de acordo com a frequência medida de 8,37 GHz. As larguras de banda simuladas e medidas são 1036 MHz (9,40 GHz até 8,04 GHz), e 1000 MHz (9,08 GHz até 8,08 GHz), respectivamente. Esses resultados para a terceira ressonância representam uma diferença de apenas 0,7 % na frequência e 3,5 % na BW. Analiticamente, as frequências de ressonância calculadas, de acordo com as expressões destacadas na seção 2.3.1, apresentam valores próximos às frequências simuladas e medidas. É apresentado nas Figuras 5.18(b), 5.18(c) e 5.18(d) a descrição da posição da MDCRA com cada porta excitada.

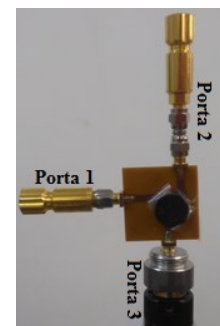
Figura 5.18 – Resposta em frequência da MDCRA proposta para excitação dos modos HEM_{118} , TE_{018} , TM_{018} , (a) parâmetros S_{11} , S_{22} e S_{33} simulados, (b) detalhe da antena com a porta 1 excitada, (c) detalhe da antena com porta 2 excitada, (d) detalhe da antena com porta 3 excitada



(b)



(c)

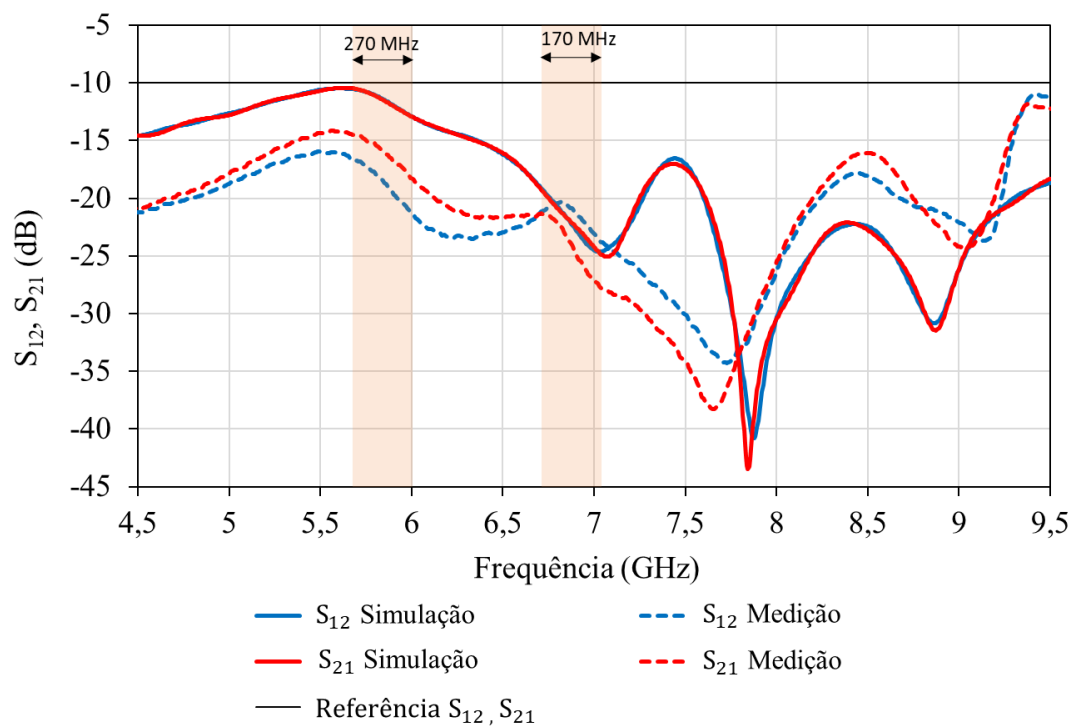


(d)

Fonte: elaborado pela autora

O isolamento entre as três portas de alimentação também foi avaliado por meio de simulação e medição. Os resultados da simulação e medição para cada porta individual são apresentados nas Figuras 5.19, 5.20, 5.21. O acoplamento entre as portas 1 e 2 é avaliado medindo o coeficiente de transmissão S_{21} e S_{12} . Esses resultados são apresentados na Figura 5.19(a) no qual é possível observar um bom isolamento ($S_{21} < -10$ dB) em toda a faixa de frequência do projeto da MDCRA proposta. É descrito na Figura 5.19(b), a posição da MDCRA com as portas 1 e 2 excitadas.

Figura 5.19 – (a) Comparação dos parâmetros S_{12} e S_{21} simulados da MDCRA proposta para excitação dos modos HEM_{118} , TE_{018} , TM_{018} , (b) detalhe da antena com a porta 1 e porta 2 excitadas



(a)

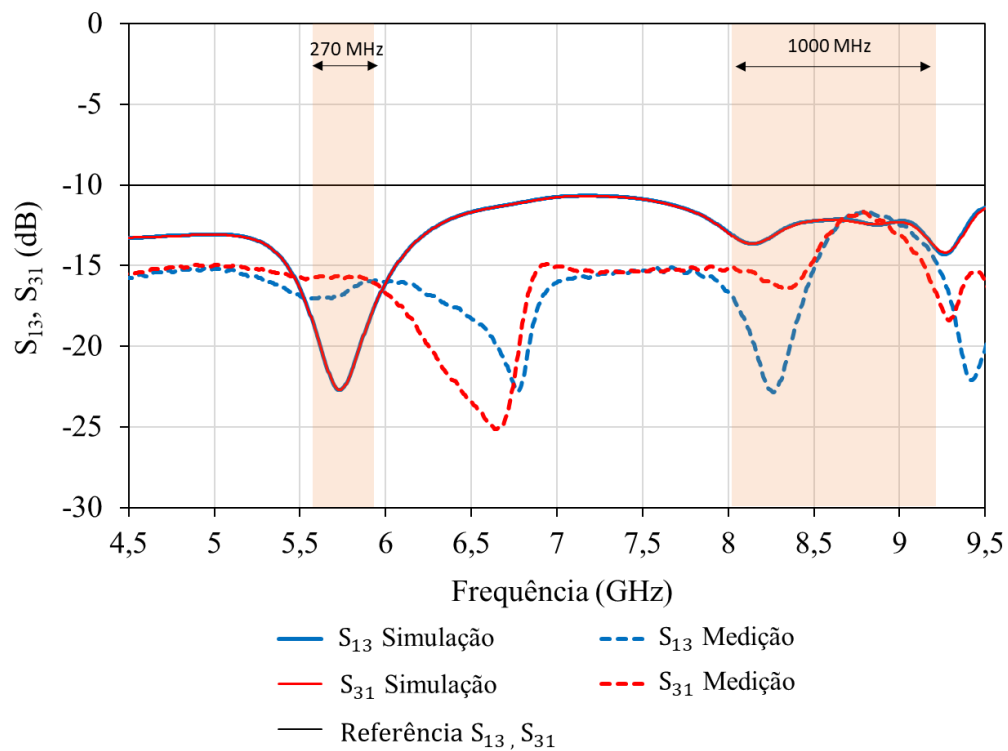


(b)

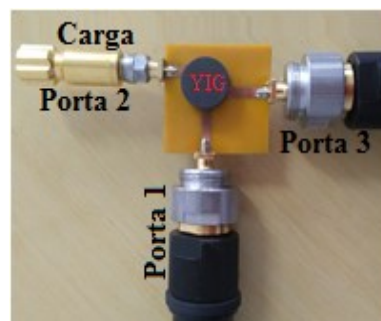
Fonte: elaborado pela autora

Os resultados podem ser observados na Figura 5.20(a). Percebe-se que os resultados simulados e medidos para S_{13} e S_{31} estão abaixo de -10 dB em toda a faixa de 4,5 GHz a 9,5 GHz. Além disso, dentro da banda do modo 1 e da banda do modo 2, o isolamento é inferior a -15 dB, exceto na banda superior do modo 3 que atinge -12 dB. Figura 5.20(b), descreve a posição da MDCRA com as portas 1 e 3 excitadas.

Figura 5.20 – (a) Comparação dos parâmetros S_{13} e S_{31} da MDCRA proposta para excitação dos modos HEM_{118} , TE_{018} , TM_{018} , (b) detalhe da antenna com a porta 1 e porta 3 excitadas



(a)

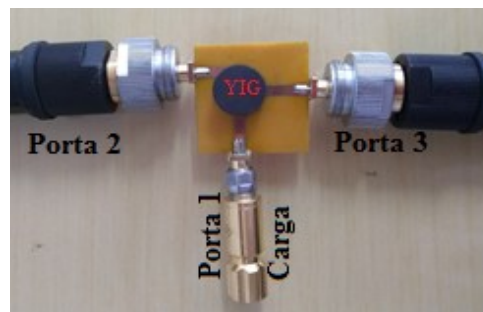
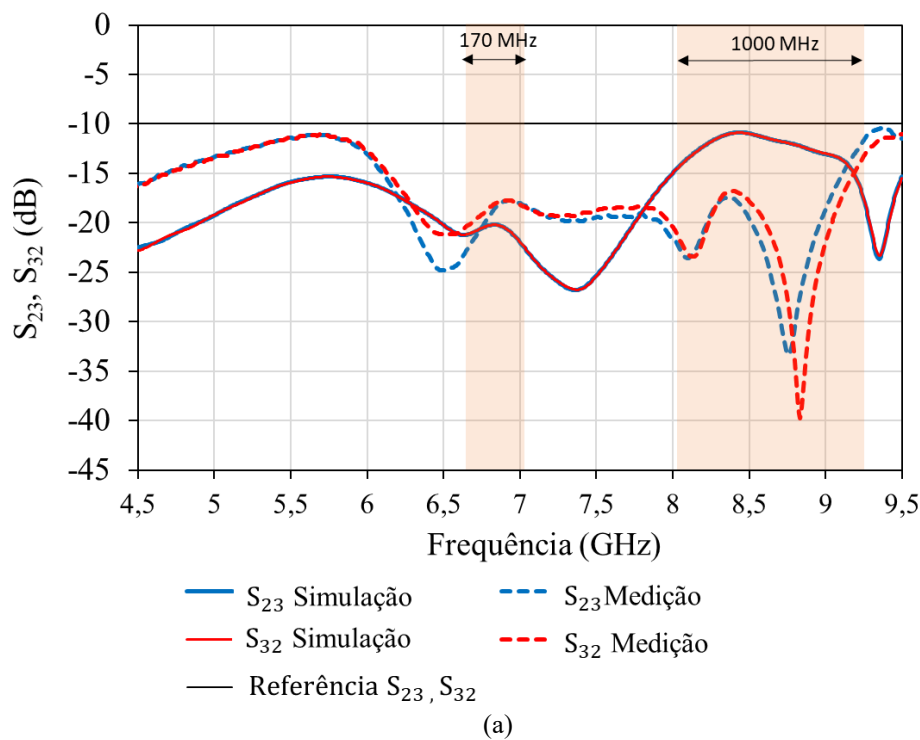


(b)

Fonte: elaborado pela autora.

Os resultados são simulados e medidos referentes ao isolamento entre as portas 2 e 3 (S_{23} e S_{32}), Figura 5.21(a). Pode-se observar, que o isolamento está baixo de -10 dB em toda a banda simulada e medida. Uma boa concordância também é observada entre os resultados simulados e medidos. Para esse caso, o isolamento entre as portas 2 e 3 é ainda melhor quando dentro de suas bandas o isolamento é -18 dB. Uma comparação entre os resultados analíticos, simulados e medidos para a MDCRA proposta gerando os modos HEM_{118} , TE_{018} e TM_{018} é destacada na Tabela 5.3. É apresentada na Figura 5.21(b), a posição da MDCRA com as portas 2 e 3 excitadas.

Figura 5.21 – (a) Comparação dos parâmetros S_{23} e S_{32} simulados para a MDCRA proposta para excitação dos modos HEM_{118} , TE_{018} , TM_{018} , ba) detalhe da antenna com a porta 2 e porta 3 excitadas



Fonte: elaborado pela autora

Tabela 5.3 – Comparação dos resultados da MDCRA proposta para excitação dos modos $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$ e $TM_{01\delta}$.

Modo	Frequência (GHz)			Largura de banda (MHz)		S_{11} , S_{22} , S_{33} (dB)		Ganho Broadside (dBi)	
	Analítico	Simulação	Medição	Simulação	Medição	Simulação	Medição	Simulação	Medição
$HEM_{11\delta}$	5,79	5,75	5,75	300	270	-15,26	-11,22	3,54	2,6
$TE_{01\delta}$	7,4	6,86	6,86	170	170	-20,77	-20,96	2,65	1,85
$TM_{01\delta}$	8,55	8,43	8,37	1036	1000	-23,37	-34,31	2,74	1,95

Modo	Frequência (GHz)		S_{12} , S_{21} (dB)		S_{13} , S_{31} (dB)		S_{23} , S_{32} (dB)	
	Simulação	Medição	Simulação	Medição	Simulação	Medição	Simulação	Medição
$HEM_{11\delta}$	5,75	5,75	-10,75	-17,15	-22,65	-16,77	-	-
$TE_{01\delta}$	6,86	6,86	-20,57	-23,76	-	-	-20,35	-18,12
$TM_{01\delta}$	8,43	8,37	-	-	12,30	-16,04	-10,90	-16,89

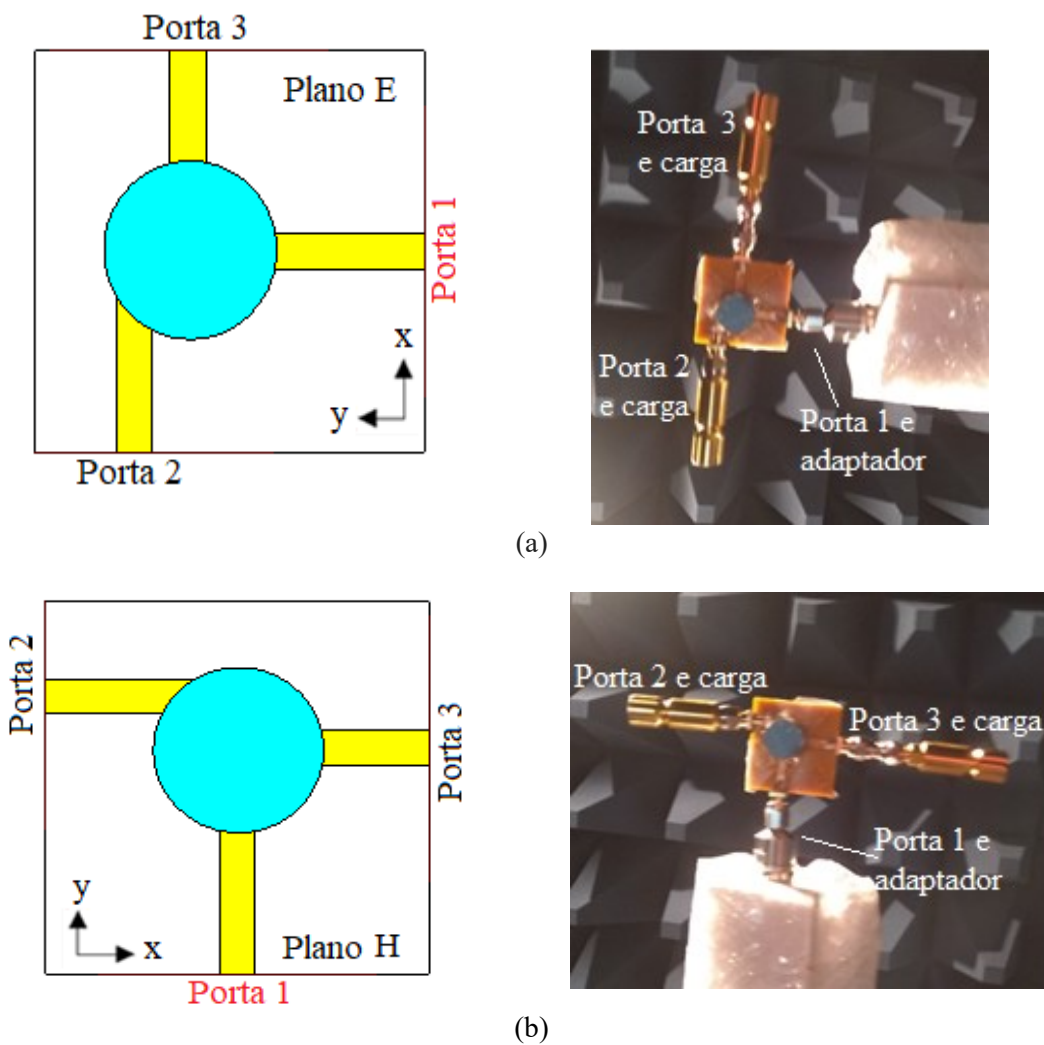
Fonte: elaborado pela autora

5.1.1.1.6. Diagrama de irradiação da MDCRA para excitação dos modos $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$ e $TM_{01\delta}$

São apresentados os diagramas em 2-D simulados para a MDCRA proposta para excitar os modos $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$ e $TM_{01\delta}$ nas frequências 5,75 GHz, 6,86 e 8,37 GHz, respectivamente.

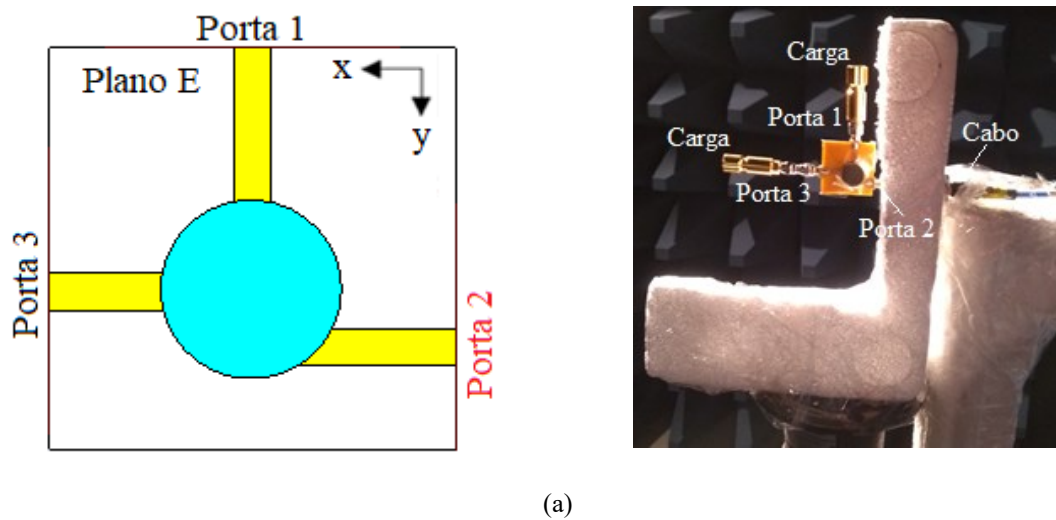
Os diagramas de irradiação para essa antena, também foram medidos dentro de uma câmara anecoica no LABMET-UFCG. Dá mesma forma que a seção anterior, a presença de cabos e tamanho da carga nas portas de alimentações, impõe algumas limitações para um melhor resultado das medições. A configuração da MDCRA para a medição do diagrama de irradiação é destacada nas Figuras 5.22, 5.23 e 5.24. Para essa seção, foi adotado o mesmo procedimento utilizado na seção 5.1.1.3. É exibido o plano E, Figura 5.21(a) e o plano H, Figura 5.22(b) para a frequência de 5,75 GHz. Já o plano E é apresentado na Figura 5.23(a) e o plano H, Figura 5.23(b) para a frequência de 6,86 GHz. E por fim, o plano E, Figura 5.24(a) e o plano H, Figura 5.24(b) para a frequência de 8,37 GHz.

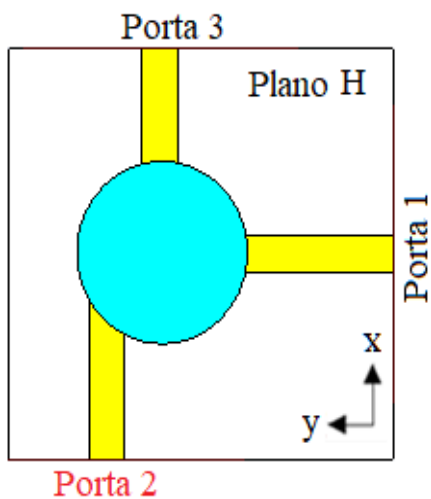
Figura 5.22 – Descrição dos planos: (a) Plano E, (b) plano H para a frequência de 5,75 GHz



Fonte: elaborado pela autora

Figura 5.23 – Descrição dos planos: (a) Plano E, (b) plano H para a frequência de 6,86 GHz

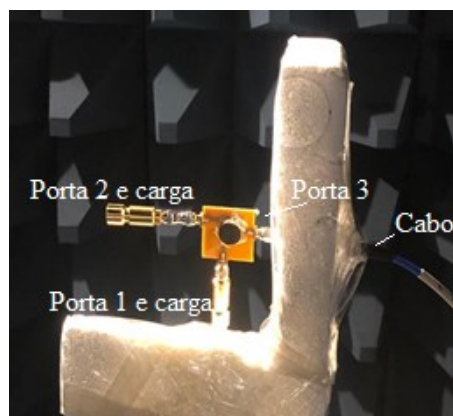
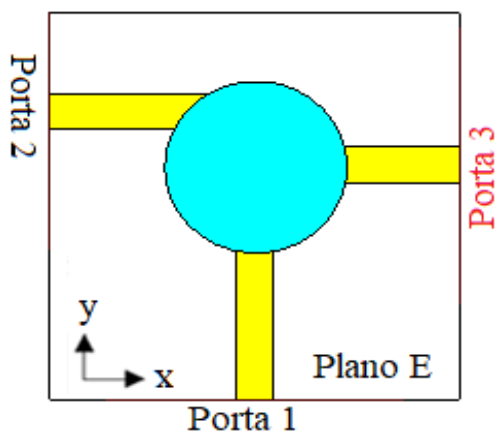




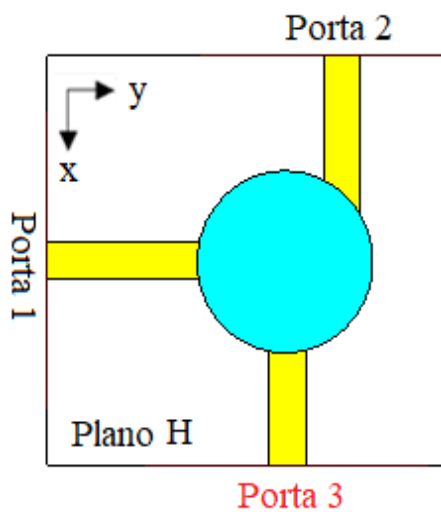
(b)

Fonte: elaborado pela autora

Figura 5.24 – Descrição dos planos: (a) Plano E, (b) plano H para a frequência de 8,37 GHz



(a)



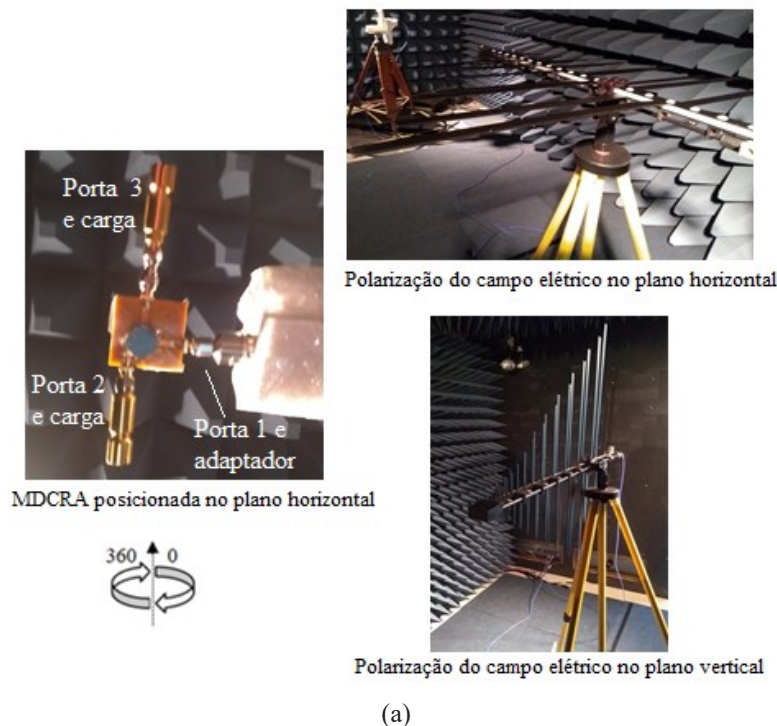
(b)

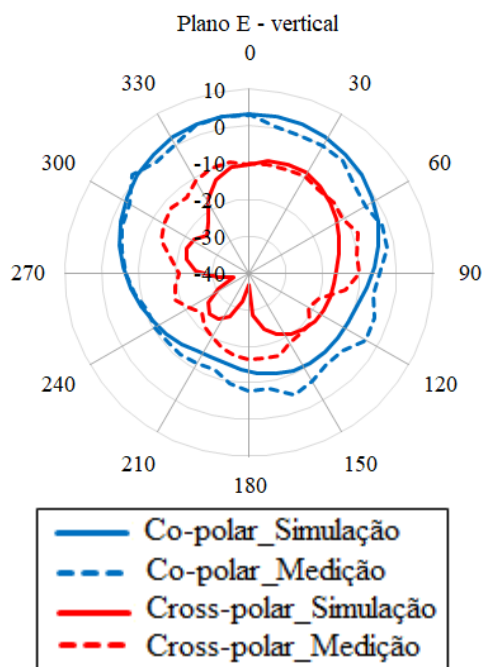
Fonte: elaborado pela autora

Para a descrição do plano E (frequência 5,75 GHz), a MDCRA foi posicionada no plano horizontal, Figura 5.25(a), e a antena de referência exibe a polarização do campo elétrico no plano horizontal, para a polarização co-polar e a polarização do campo elétrico no plano vertical, considerando a polarização cruzada, para cada porta de alimentação. Para o plano H, frequência 5,75 GHz é mostrado na Figura 5.26(a) a MDCRA posicionada no plano vertical, e a antena de referência fornece a polarização do campo no plano vertical considerando a polarização co-polar, e a polarização do campo elétrico no plano horizontal considerando a polarização cruzada.

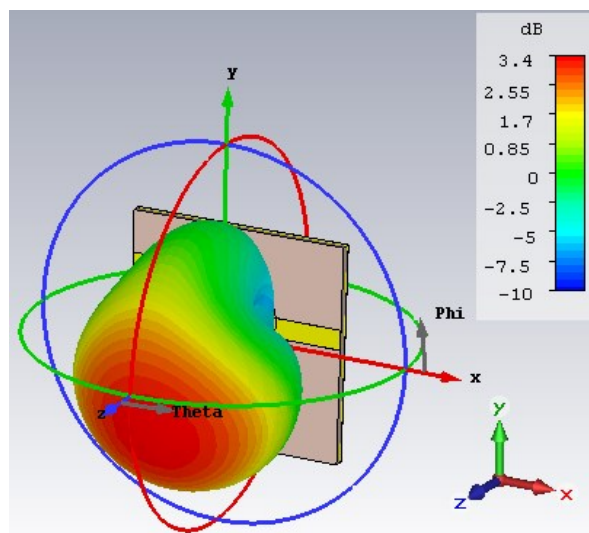
São exibidos na Figura 5.25(b) o plano E e a Figura 5.26(c) o plano H referente aos diagramas de irradiação 2-D para a frequência 5,75 GHz. Como também o diagrama em 3-D que são apresentados nas Figuras 5.25(c) e 5.26(c). Observa-se que o diagrama de irradiação da MDCRA no plano E apresenta máxima irradiação na direção $\theta = 0^\circ$ e o plano H apresenta máxima irradiação na direção $\theta = 350^\circ$. Uma boa concordância entre os diagramas de irradiação simulados e medidos é observada. Na maior parte do diagrama observa-se uma diferença de pelo menos 10 dB no plano E e 10 dB no plano H entre a polarização co-polar e cruzada na direção de máxima irradiação, também é observada.

Figura 5.25 – Diagrama de irradiação 2-D da MDCRA para excitação do modo HEM_{118} , frequência 5,75 GHz - (a) detalhe do *setup* de medição, (b) diagrama no plano – E, (c) diagrama de irradiação 3-D





(b)



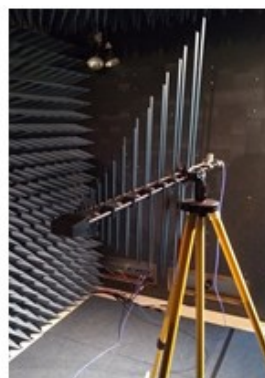
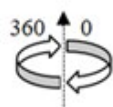
(c)

Fonte: elaborado pela autora

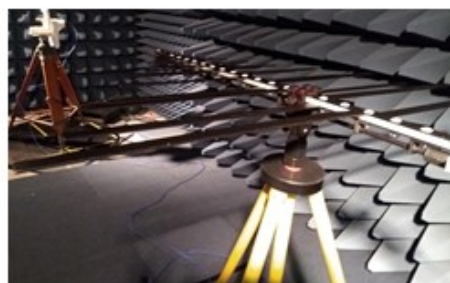
Figura 5.26 – Diagrama de irradiação 2-D da MDCRA para excitação do modo HEM_{116} , frequência 5,75 GHz - (a) detalhe do *setup* de medição, (b) diagrama no plano – H, (c) diagrama de irradiação em 3D



MDCRA posicionada no plano vertical

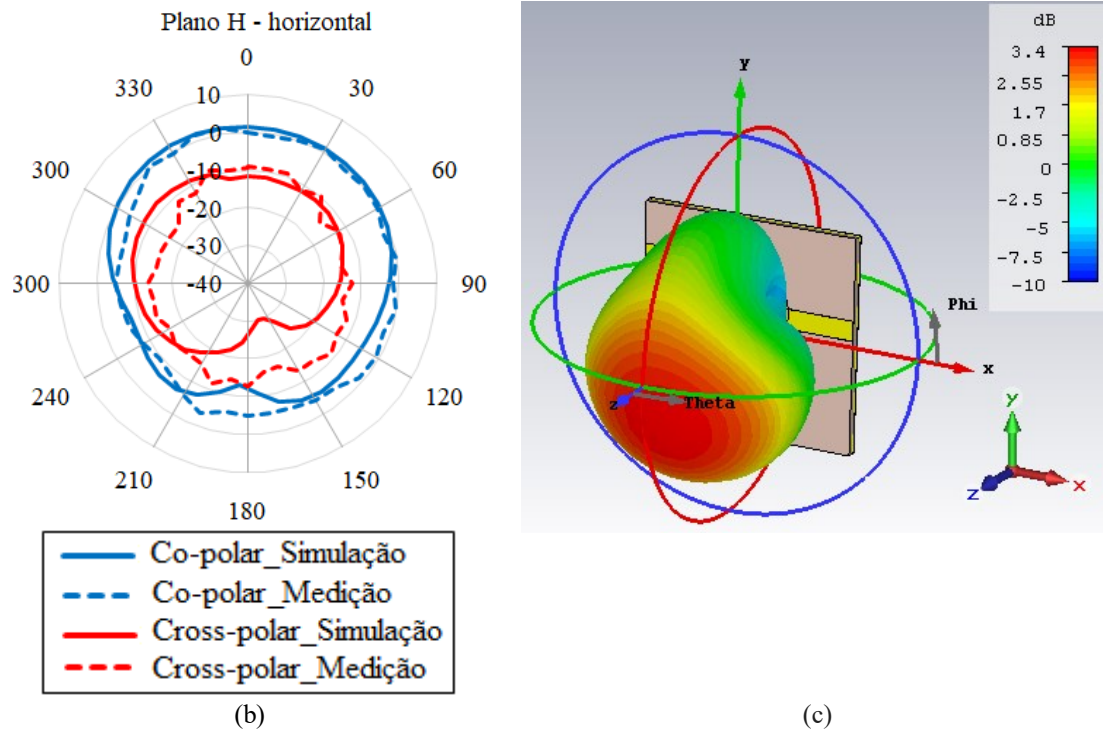


Polarização do campo elétrico no plano vertical



Polarização do campo elétrico no plano horizontal

(a)



Fonte: elaborado pela autora

Para a segunda frequência de ressonância, foi adotado o mesmo procedimento utilizado na seção anterior, para medir o campo no plano E (vertical) $\phi = 0^\circ$ e no plano H (horizontal) $\phi = 90^\circ$ para θ variando de 0 a 360° foi adaptado para o modo $TE_{01\delta}$, que é excitado na frequência de 6,86 GHz.

A descrição da medição do plano E para a frequência de 6,86 GHz é mostrada na Figura 5.27(a). A MDCRA é posicionada no plano horizontal, bem como a antena log-periódica (referência) exibe a polarização do campo elétrico no plano horizontal, considerando a polarização co-polar, e a polarização do campo elétrico no plano vertical obtendo a polarização cruzada. Para o plano H na frequência de 6,86 GHz, Figura 5.28(a) a MDCRA encontra-se posicionada no plano vertical, e a antena de referência fornece a polarização do campo elétrico no plano vertical obtendo a polarização co-polar, já a antena de referência com polarização do campo elétrico no plano horizontal, considerando a polarização cruzada.

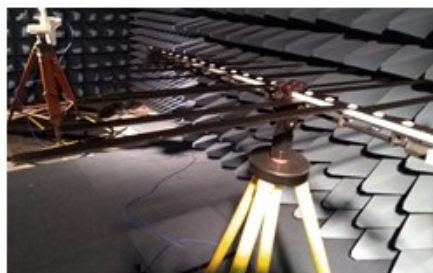
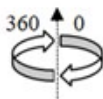
São observados na Figura 5.27(b) o plano E e a Figura 5.28(b) o plano H referente aos diagramas de irradiação 2-D para a frequência 6,86 GHz. Como também o diagrama em 3-D que são apresentados nas Figuras 5.27(c) e 5.28(c). Pode-se observar, que os

diagramas de irradiação do MDCRA no plano E e o plano H apresenta irradiação na direção máxima em $\theta = 300^\circ$ e o plano H apresenta irradiação na direção máxima em $\theta = 350^\circ$. Existe uma boa concordância entre os diagramas de irradiação simulados e medidos. Além disso, na maior parte do diagrama há uma diferença de pelo menos 15 dB no plano E e 15 dB no plano H, entre a polarização co-polar e cruzada, na direção de máxima irradiação.

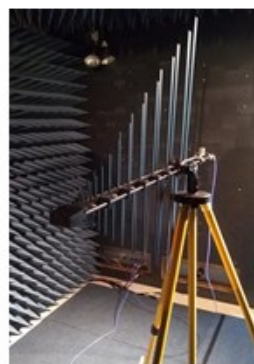
Figura 5.27 – Diagrama de irradiação 2-D da MDCRA para excitação do modo TE_{018} , frequência 6,86 GHz - (a) detalhe do *setup* de medição, (b) diagrama no plano – E, (c) diagrama de irradiação 3-D



MDCRA posicionada no plano horizontal

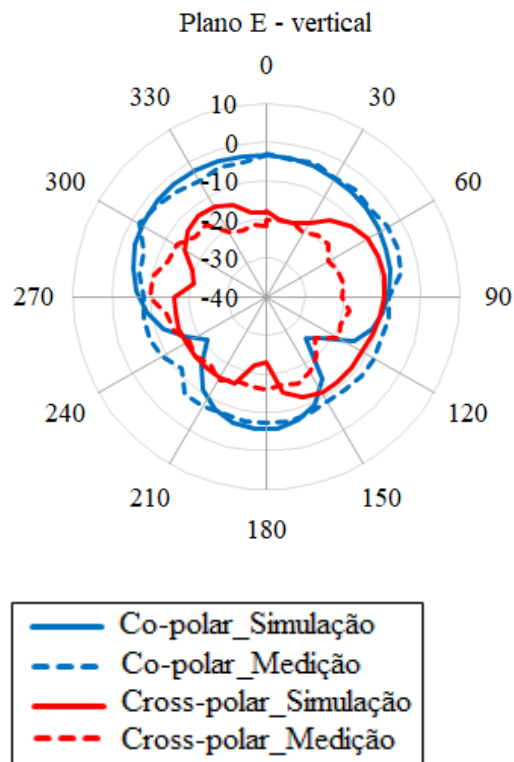


Polarização do campo elétrico no plano horizontal

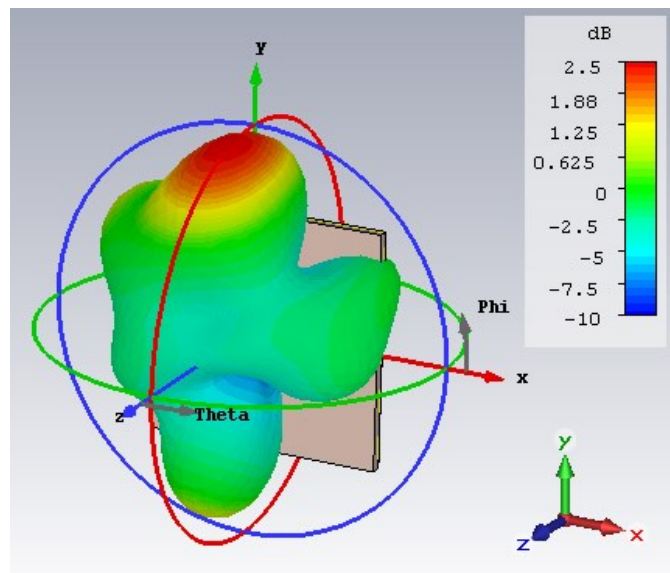


Polarização do campo elétrico no plano vertical

(a)



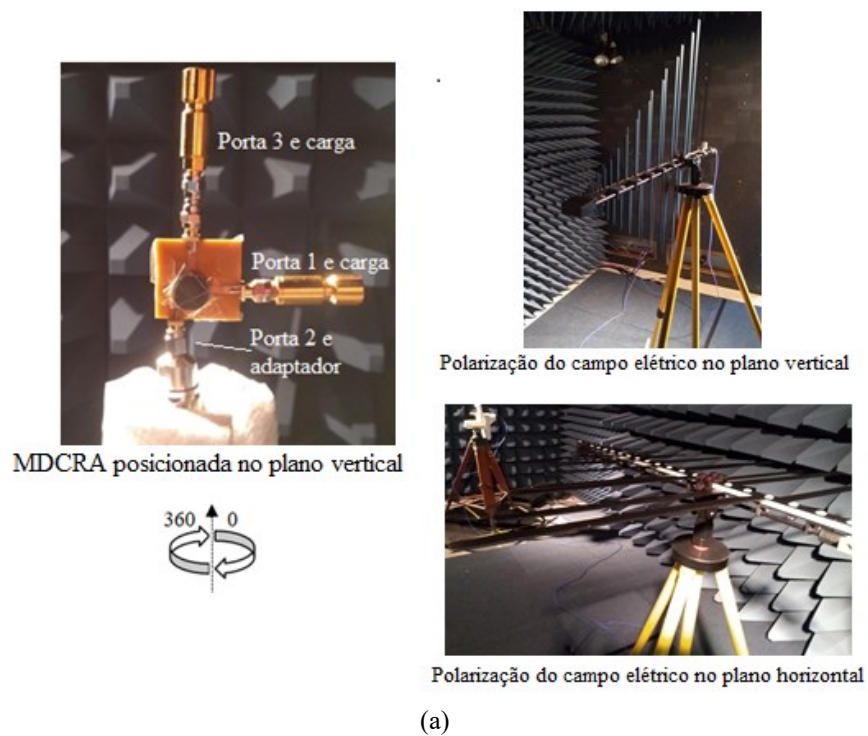
(b)



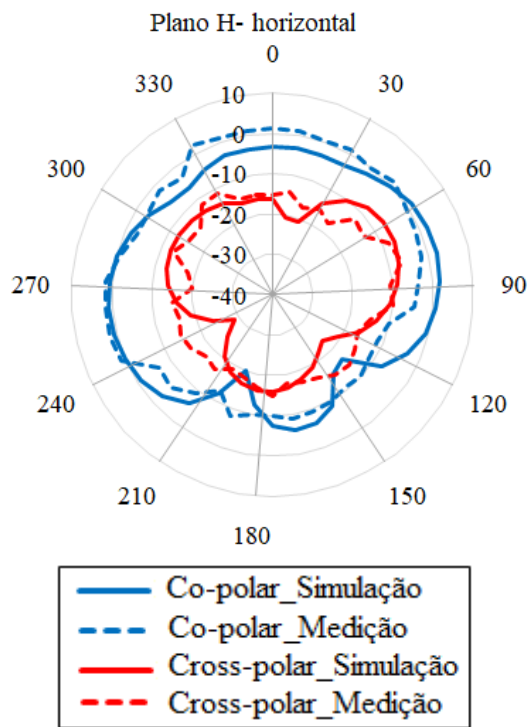
(c)

Fonte: elaborado pela autora

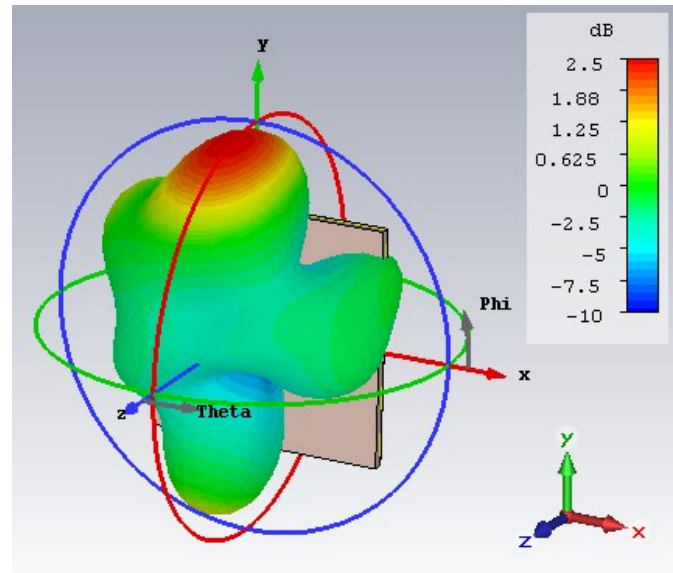
Figura 5.28 – Diagrama de irradiação 2-D da MDCRA para excitação do modo TE_{018} , frequência 6,86 GHz - (a) detalhe do *setup* de medição, (b) diagrama no plano – H, (c) diagrama de irradiação 3-D



(a)



(b)



(c)

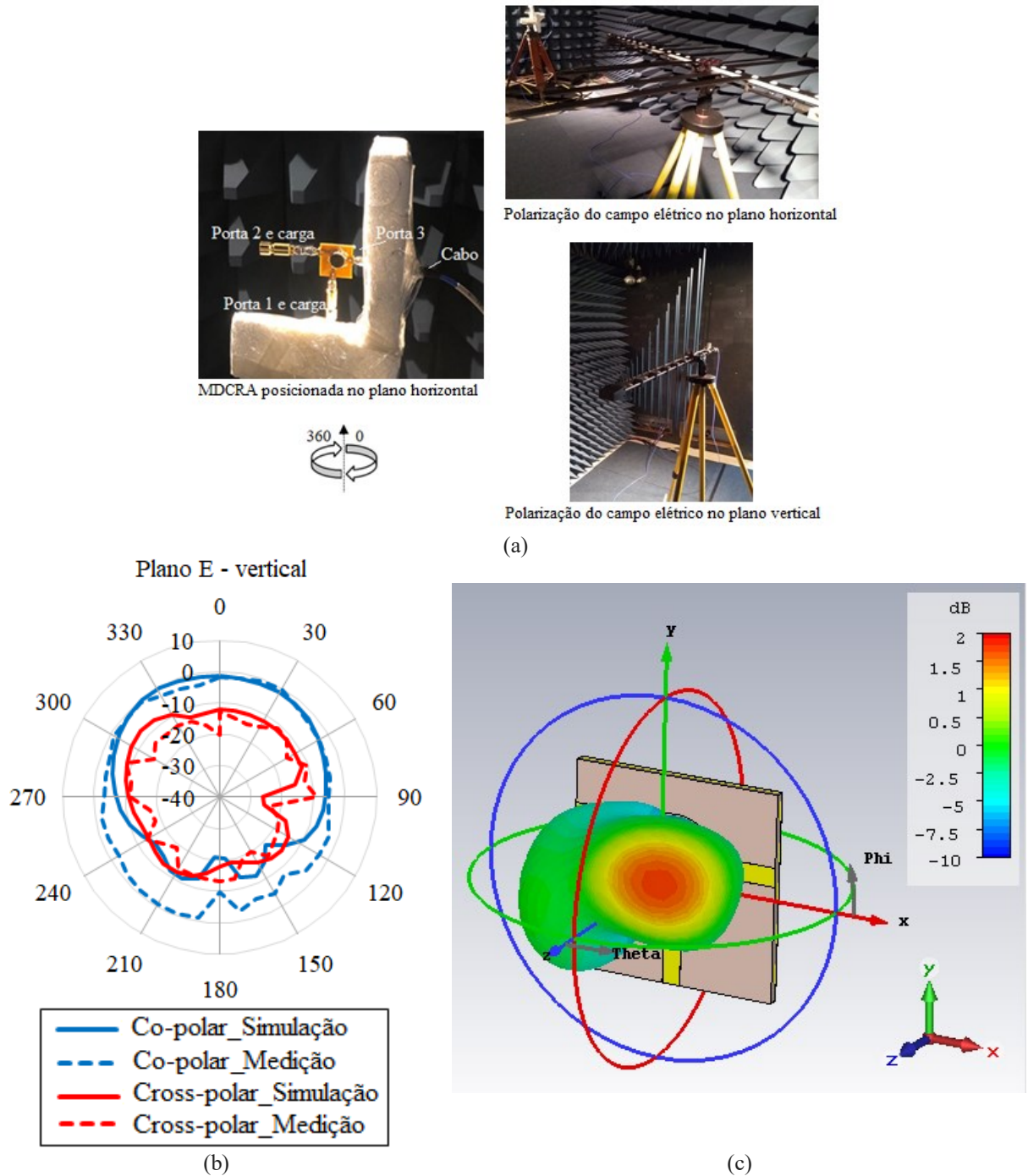
Fonte: elaborado pela autora

Para a terceira frequência de ressonância, foi adotado o mesmo procedimento utilizado para a segunda frequência, adaptando para o modo TM_{018} , que é excitado na frequência de 8,37 GHz. A descrição da medição do plano E para a frequência de 8,37 GHz é mostrada na Figura 5.29(a). A MDCRA é posicionada no plano horizontal, bem como a antena de referência, fornece a polarização do campo elétrico no plano horizontal, considerando a polarização co-polar, e a polarização do campo elétrico no plano vertical obtendo a polarização cruzada.

Para o plano H na frequência de 8,37 GHz, Figura 5.30(a) a MDCRA está posicionada no plano vertical, e a antena de referência fornece a polarização do campo elétrico no plano vertical obtendo a polarização co-polar, já a antena de referência com polarização do campo elétrico no plano horizontal, considerando a polarização cruzada. São apresentados na Figura 5.29(b) o plano E e a Figura 5.30(b) o plano H referente aos diagramas de irradiação 2-D para a frequência 8,37 GHz. Como também o diagrama em 3-D que são apresentados nas Figuras 5.29(c) e 5.30(c). Pode-se observar, que os diagramas de irradiação do MDCRA no plano E e o plano H apresenta irradiação na direção máxima em $\theta = 30^\circ$ e o plano H apresenta irradiação na direção máxima em $\theta =$

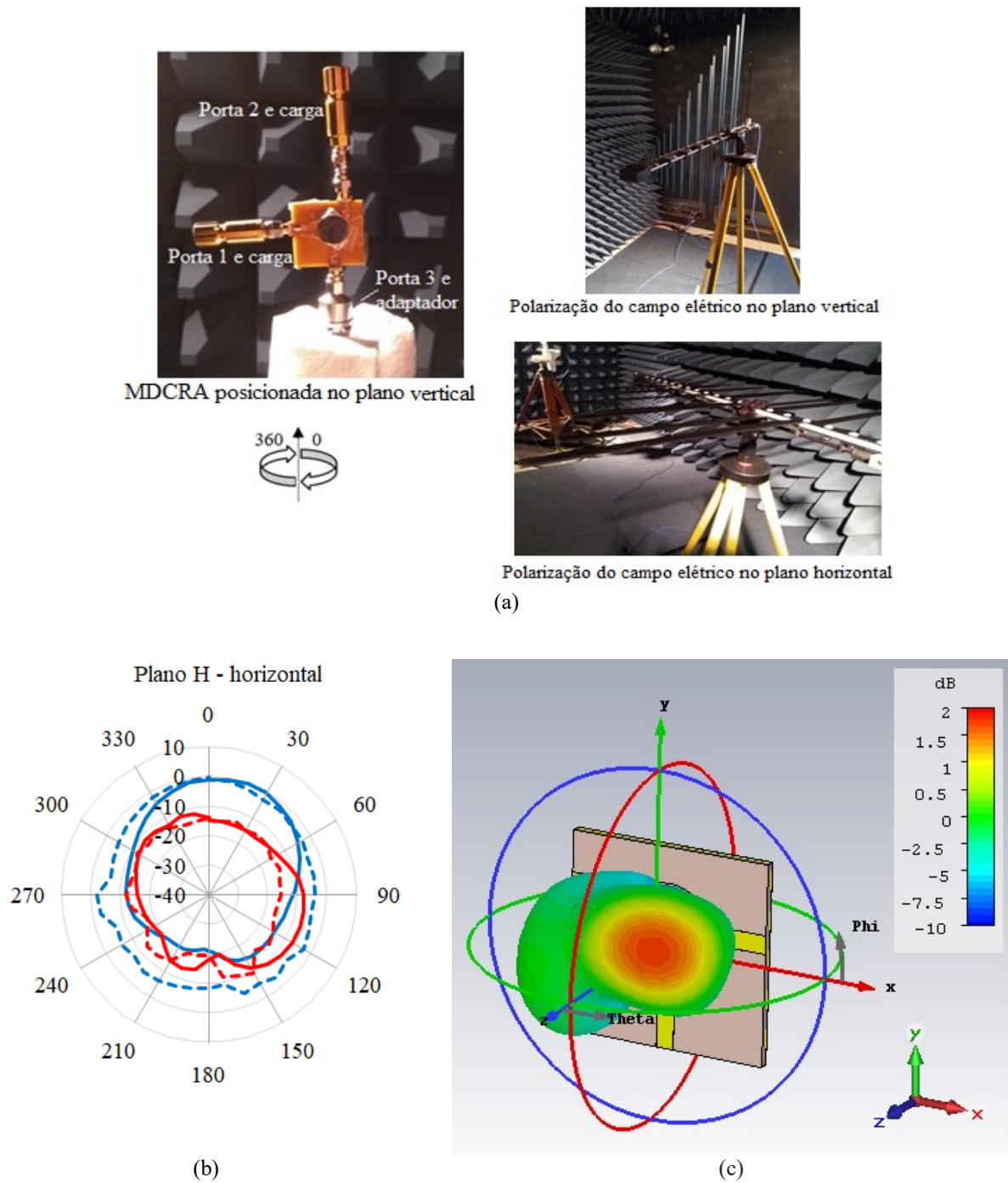
0°. Existe uma boa concordância entre os diagramas de irradiação simulados e medidos. Além disso, na maior parte do diagrama percebe-se uma diferença de pelo menos 10 dB no plano E e 10 dB no plano H, entre a polarização co-polar e cruzada, na direção de máxima irradiação.

Figura 5.29 – Diagrama de irradiação 2-D da MDCRA para excitação do modo TM_{016} , frequência 8,37 GHz - (a) detalhe do *setup* de medição, (b) diagrama no plano – E, (c) diagrama de irradiação 3-D



Fonte: elaborado pela autora

Figura 5.30 – Diagrama de irradiação 2-D da MDCRA para excitação do modo $TM_{01\delta}$, frequência 8,37 GHz
 - (a) detalhe do *setup* de medição, (b) diagrama no plano – H, (c) diagrama de irradiação 3-D



Fonte: elaborado pela autora

5.1.1.1.7. Sintonização magnética da MDCRA de frequência dupla

As MDCRAs possuem características muito importantes na seletividade de magnetização, na qual é possível investigar propriedades como a permeabilidade magnética que pode ser controlada de forma eletronicamente como estudado em Morais et al. (2018) e em Costa (2019), possibilitando sintonizar magneticamente a frequência de ressonância da antena.

Serão apresentados nesta sessão os resultados referentes ao segundo protótipo da MDCRA, dessa vez feito a sintonização magnética. Foi realizado um experimento com aplicação do campo magnético externo, possibilitando a análise da sintonização das frequências de ressonâncias em 5,78 GHz e 6,75 GHz. As medições da sintonização do campo magnético aplicado foram realizadas no LOCEM-UFC.

São apresentados no Apêndice A os resultados da medição com a solenoide e a antena, exibindo os valores de tensão, campo magnético e a corrente.

Vale destacar que não foi possível realizar esse experimento para o terceiro protótipo da antena, pois o acesso ao LOCEM no momento se tornou impossível devido a pandemia no Brasil.

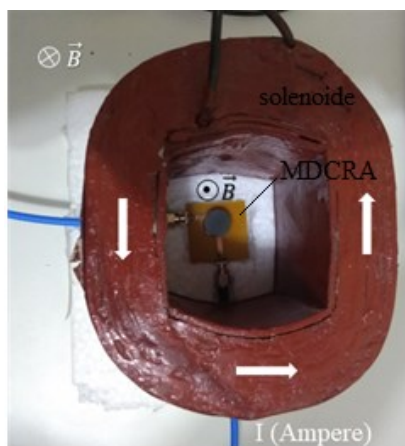
Para realizar o experimento de sintonização aplicando um campo magnético externo na antena, foi necessário posicionar a antena ao centro do solenoide. O modelo da MDCRA é apresentado nas Figuras 5.31(a) e 5.31(b). E a configuração para a execução pratica é apresentada na Figura 5.32. Também foi utilizada uma fonte de tensão DC (0.0 V a 22 V) e um magnetômetro Phywe. A sonda magnetométrica foi usado para medir diretamente o campo magnético no solenoide para cada tensão aplicada. O *setup* da medição é apresentado na Figura 5.33.

Figura 5.31 – Modelo da MDCRA: (a) vista perspectiva, (b) vista de top.



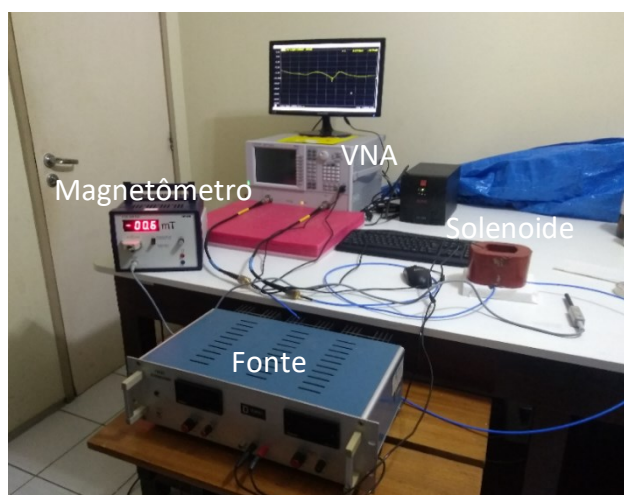
Fonte: elaborado pela autora

Figura 5.32 – Configuração da antena e solenoide posicionados sobre o isopor



Fonte: elaborado pela autora

Figura 5.33 – Configuração do setup de medição



Fonte: elaborado pela autora

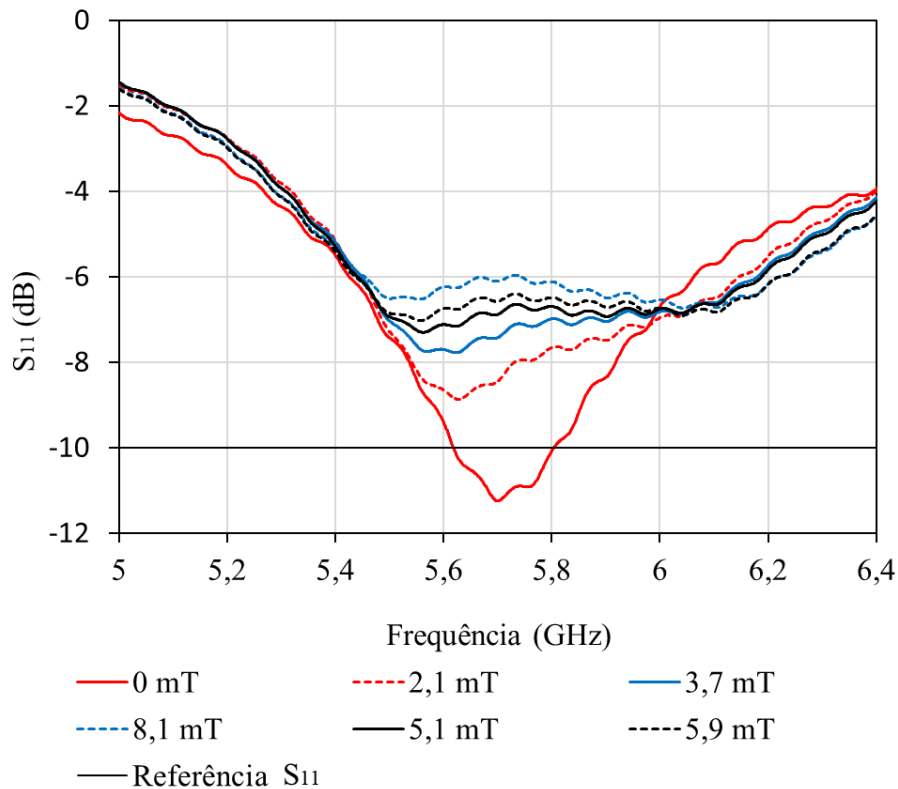
5.1.1.1.7.1. Resultados e discussões da MDCRA com aplicação do campo magnético externo

Nesta seção são apresentados os resultados obtidos referente ao efeito do campo magnético na MDCRA. Foi escolhida a MDCRA com duas linhas de alimentações para o experimento. Foi analisado a faixa de frequência de 4,9 GHz a 7,6 GHz. O campo magnético medido variou de 0,0 mT a 13,3 mT.

Quando o campo magnético foi aplicado, ocorreu uma alteração nas respostas em frequência da MDCRA. A porta 1 corresponde à frequência de ressonância de 5,78 GHz.

Com aplicação do campo externo, observa-se uma diminuição na intensidade e na frequência de ressonância f_{r1} , conforme observado na Figura 5.34.

Figura 5.34 – Resposta em frequência da MDCRA, $S_{11} \times \text{Freq. (GHz)}$, para diferentes intensidades do campo magnético H medido

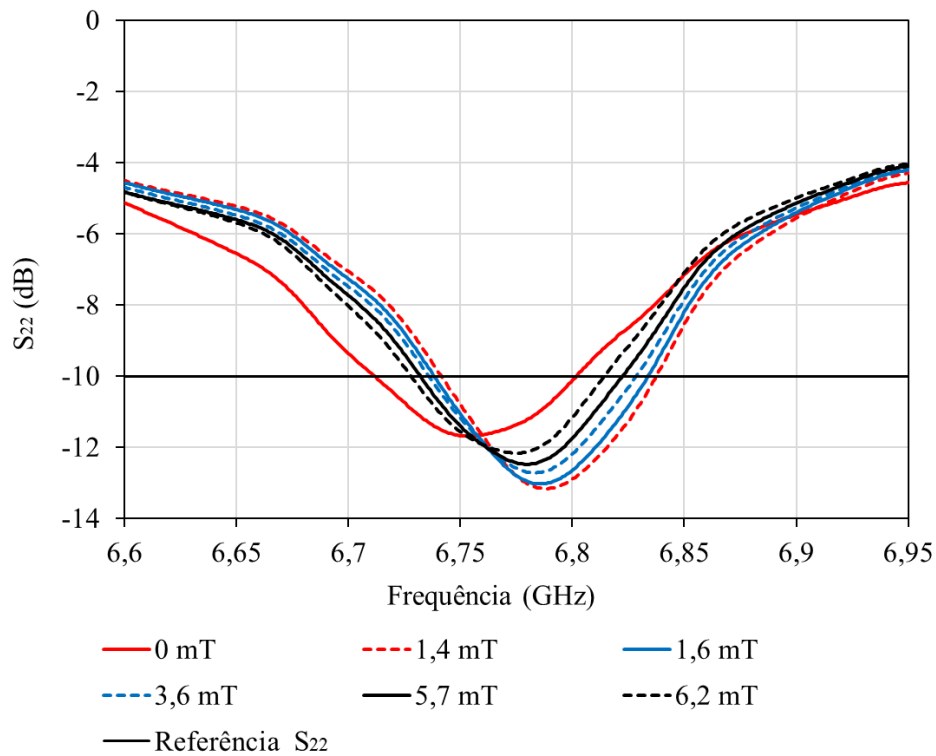


Fonte: elaborado pela autora

Na Figura 5.35 observa-se que a segunda frequência de ressonância f_{r2} , de 6,75 GHz, apresenta diferente comportamento em relação a f_{r1} . A frequência f_{r2} , deslocou para as frequências mais altas e mantém sua intensidade abaixo de -10 dB para todas as curvas analisadas. É destacado uma interessante sintonização do campo externo aplicado para as duas frequências.

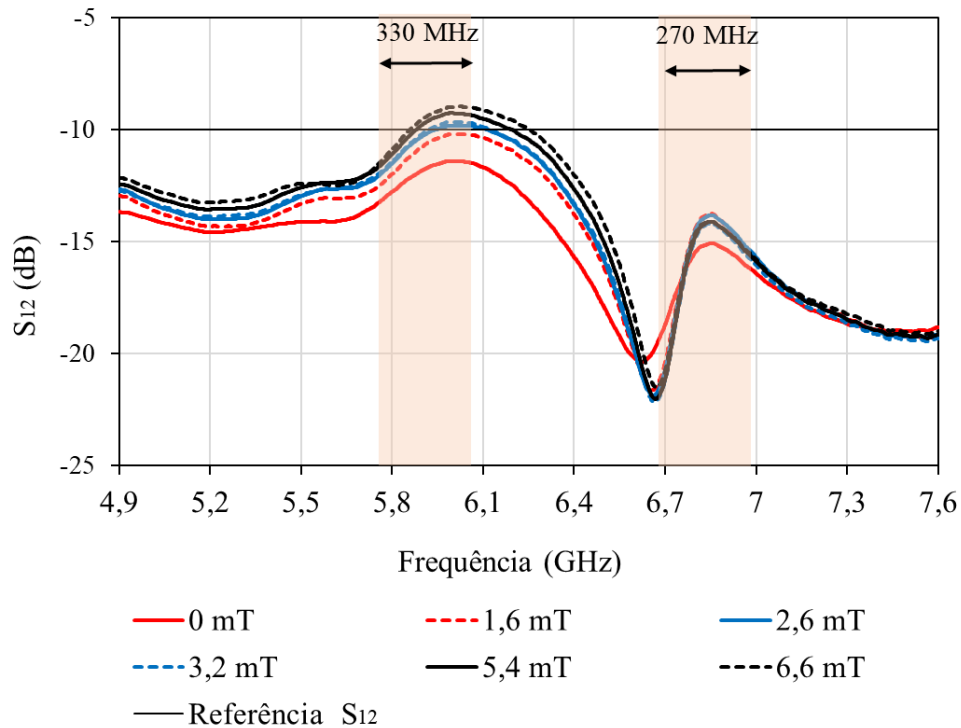
O coeficiente de transmissão fornece o isolamento entre as duas portas de alimentação da antena. Observando o efeito do campo externo para S_{12} na Figura 5.36, com uma intensidade de campo magnético mínima de 1,6 mT, o isolamento da curva permanece abaixo de -10 dB para toda a faixa de frequência analisada. Uma vez que o efeito do campo magnético externo para S_{21} é observado na Figura 5.37, o critério de isolamento é alcançado para toda a faixa de frequência.

Figura 5.35 – Resposta em frequência da MDCRA, $S_{22} \times \text{Freq. (GHz)}$, para diferentes intensidades do campo magnético H medido



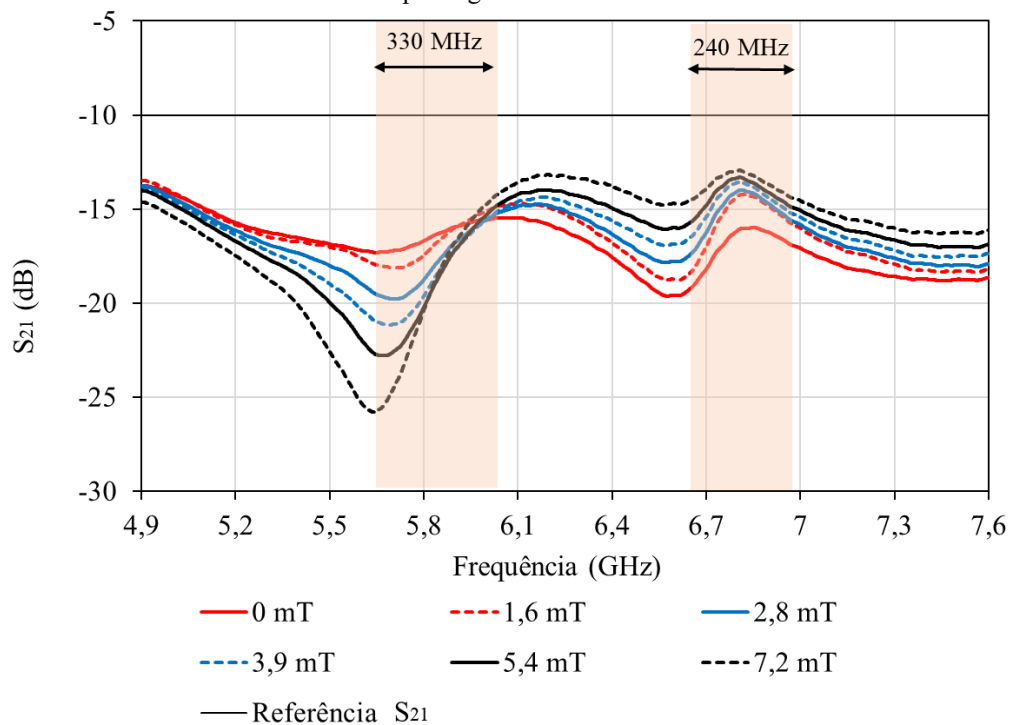
Fonte: elaborado pela autora

Figura 5.36 – Resposta em frequência da MDCRA, $S_{12} \times \text{Freq. (GHz)}$, para diferentes intensidades do campo magnético H medido



Fonte: elaborado pela autora

Figura 5.37 – Resposta em frequência da MDCRA, $S_{21} \times \text{Freq. (GHz)}$, para diferentes intensidades do campo magnético H medido



Fonte: elaborado pela autora

Este estudo prático teve uma aplicação de um campo magnético externo que permitiu a análise de sintonia em duas bandas de frequência, 5,77 GHz e 6,74 GHz. Esses resultados têm flexibilidade de sintonia em frequências ressonantes e uma diminuição na largura de banda com o aumento da intensidade do campo magnético. Pode-se observar que a antena apresenta características relevantes na seletividade de magnetização apresentando potencial para aplicações que podem ser controladas eletronicamente.

6. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Esta tese teve como objetivo implementar uma MDCRA baseada na matriz YIG para o controle dos modos de propagação $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$ e $TM_{01\delta}$. Foram realizados estudos analíticos, simulados e experimentais.

Os Capítulos apresentados visaram a temática das antenas ressoadoras magneto-dielétricas, exibindo a teoria relacionada, bem como definição das DRAs, geometrias, características para aplicações práticas, modos ressoantes, frequência de ressonância, largura de banda, técnicas de excitação, métodos de análise, medidas elétricas, técnicas de miniaturização, entre outros. Também foram apresentados os trabalhos com temas referentes as DRAs publicados no meio acadêmico nos últimos anos.

Inicialmente foram projetadas três antenas, sendo a primeira antena com uma porta de alimentação, a segunda com duas portas de alimentação e a terceira com três portas de alimentação. Todas as portas são excitadas por linhas de microfita. A terceira antena foi analisada na faixa de frequência de 4,5 GHz a 9,5 GHz. Apresentou três frequências de ressonância 5,75 GHz, 6,86 GHz e 8,37 GHz distintas e possibilitou a produção dos modos $HEM_{11\delta}$, $TE_{01\delta}$ e $TM_{01\delta}$ excitando cada porta de alimentação ao mesmo tempo, mas também excitando cada porta independentemente.

O protótipo 1 com apenas uma porta de alimentação, apresentou resultados numéricos e experimentais na faixa de frequência de 5,0 GHz a 6,6 GHz. Foi possível observar uma frequência de ressonância simulada de 5,77 GHz e medida de 5,78 GHz, com largura de banda simulada de 280 MHz e a medida de 350MHz. O ganho e o diagrama de irradiação foram medidos na frequência de 5,78 GHz, destacado o ganho simulado 4,82 dBi e medido de 3,9 dBi. Foi observado no diagrama de irradiação uma máxima irradiação na direção $\theta = 0^\circ$ para o plano E e $\theta = 350^\circ$ para o plano H. Vale ressaltar uma diferença de pelo menos 15 dB no plano E e 20 dB no plano H, entre a polarização co-polar e cruzada, na direção de máxima irradiação.

O protótipo 2 exibiu duas portas de alimentações e apresentou duas frequências de ressonância. Os resultados analisados foram expostos na faixa de 4,9 a 7,6 GHz. Notou-se a presença da primeira frequência simulada de 5,77 GHz e medida 5,78 GHz, com largura de banda simulada de 270 MHz e medida de 330 MHz. Para a segunda frequência de ressonância, os resultados simulados e medidos foram similares em 6,75

GHz, com largura de banda simulada de 140 MHz e medida de 240 MHz. Também observou-se o isolamento entre as portas 1 e 2 na mesma faixa de frequência. Percebeu-se um isolamento S_{21} (dB) e S_{12} (dB) abaixo de -10 dB para os resultados simulados e medidos. O ganho para a primeira frequência de 5,78 GHz simulado foi de 5,01 dBi e medido de 3,6 dBi, já para a segunda frequência de 6,75 GHz o ganho simulado foi 3,52 dBi e medido de 2,9 dBi. Os diagramas de irradiação foram medidos na mesma frequência de ressonância apresentadas para esse protótipo 2. Uma dificuldade enfrentada nas medições, foi a presença dos cabos nas portas de alimentações e a carga casada usada para isolar as portas, o que pode ter sido a causa de alterações nos resultados dos diagramas de irradiação.

O diagrama de irradiação foi medido na frequência de 5,78 GHz e apresentou irradiação máxima em $\theta = 20^\circ$ no plano E e $\theta = 350^\circ$ no plano H. E na maior parte do diagrama, notou-se uma diferença de pelo menos 15 dB no plano E e 10 dB no plano H, entre a polarização co-polar e cruzada, na direção de máxima irradiação.

Para o diagrama de irradiação medido na frequência de 6,75 GHz foi exibido uma irradiação máxima em $\theta = 10^\circ$ no plano E e $\theta = 70^\circ$ no plano H. Também foi observado uma diferença na maior parte do diagrama de pelo menos 10 dB no plano E e 15 dB no plano H, entre a polarização co-polar e cruzada, na direção de máxima irradiação.

O protótipo 3 apresentou três portas de alimentações e os resultados simulados e medidos foram analisados na faixa de frequência de 4,5 GHz a 9,5 GHz, em que a primeira frequência simulada e medida foram 5,75 GHz, e largura de banda simulada de 300 MHz e 270 MHz medida. A segunda frequência de ressonância simulada e medida foram 6,86 GHz e ambas larguras de banda de 170 MHz. Já a terceira frequência apresentou resultados simulados em 8,43 GHz que está de acordo com a frequência medida de 8,37 GHz. O isolamento entre as portas 1, 2 e 3 também foram avaliados, em que foi possível observar um bom isolamento abaixo de -10 dB em toda a faixa de frequência do projeto da MDCRA. Os resultados do ganho simulados e medidos para a frequência de 5,75 GHz de 3,54 dBi e 2,6 dBi. Para a frequência de 6,75 GHz, ganho simulado de 2,65 dBi e medido de 1,85 dBi e para a terceira frequência de 8,37 GHz, o valor do ganho simulado foi de 2,74 dBi e medido de 1,95 dBi.

O diagrama projetado para a frequência de 5,75 GHz exibiu máxima irradiação na direção $\theta = 0^\circ$ no plano E e o plano H $\theta = 350^\circ$. Além disso, na maior parte do diagrama observou-

se uma diferença de pelo menos 10 dB no plano E e 10 dB no plano H entre a polarização co-polar e cruzada na direção de máxima irradiação, também foi observada. Para a frequência 6,86 GHz, os diagramas de irradiação no plano E e o plano H apresentou irradiação na direção máxima em $\theta = 300^\circ$ e o plano H $\theta = 350^\circ$. Na maior parte do diagrama houve uma diferença de pelo menos 15 dB no plano E e 15 dB no plano H, entre a polarização co-polar e cruzada, na direção de máxima irradiação. Enquanto que para a frequência de 8,37 GHz o diagrama de irradiação no plano E e o plano H exibiu irradiação na direção máxima em $\theta = 30^\circ$ e $\theta = 0^\circ$. Além disso, na maior parte do diagrama percebeu-se uma diferença de pelo menos 10 dB no plano E e 10 dB no plano H, entre a polarização co-polar e cruzada, na direção de máxima irradiação. Uma boa concordância entre os simulados e medidos foram observados.

Com relação a diferença entre os resultados simulados e medidos conclui-se que foram atribuídos aos aspectos relacionados a construção da antena, tal como o processo de fabricação, ou a forma de como os conectores SMA foram soldados, entre outros que não foram considerados durante a simulação.

A MDCRA projetada também exibiu características na seletividade de magnetização para o segundo protótipo. Então, foi aplicado o campo magnético externo no protótipo 2 da MDCRA, o que possibilitou a análise da sintonização do campo magnético nas frequências 5,78 GHz e 6,75 GHz. Com a intensidade do campo magnético externo a antena apresentou flexibilidade de sintonização nas frequências citadas, o que implica potencial para aplicações que possam ser controladas eletronicamente.

Diante dos resultados apresentados neste trabalho, pode-se concluir que a MDCRA apresenta resultados simulados e medidos bem próximo, o que significa apresentarem uma boa concordância. Também obtém capacidade de miniaturização, controle das frequências e dos modos de propagação independentes e seletividade de magnetização, uma vez que exibe potencialidade para ser aplicada nos sistemas de comunicações sem fio na quinta geração.

6.1. Trabalhos futuros

Como recomendações para continuidade deste trabalho, propõe-se:

- Melhorar o acoplamento entre as portas de alimentação;

- Implementar a MDCRA proposta aumentando a quantidade de ressoadores ou arranjos das estruturas;
- Utilizar outros tipos de MDR;
- Investigar outros tipos de geometrias do MDR;
- Investigar diferentes substratos dielétricos;
- Utilizar outras técnicas de alimentações;
- Aplicar a MDCRA proposta em antenas inteligentes;
- Medição da sintonização magnética do protótipo 3;
- Explorar outras faixas de frequências;
- Realizar a medição de sintonização do campo magnético externo aplicado a MDCRA dentro da câmara anecoica;
- Estudar várias formas de alimentação e geometrias de *patch* diferentes, utilizando a cerâmica YIG como substrato e o *patch* como elemento irradiante;
- Estudar a variação da altura do FR4;
- Investigar os resultados referentes a Carta de Smith;

PRODUÇÕES CIENTÍFICA

Publicados

COSTA, A. P.; FONTGALLAND, G.; FORTE, G. G. S.; SOMBRA, A. S. B.; ANDRADE, H. D.; VUONG, T. Application of Magneto-dielectric $GdIG_xYIG_{1-x}$ Compound Material in Microstrip Patch Antennas. *In: 18º SIMPÓSIO BRASILEIRO DE MICRO-ONDAS E OPTOELETRÔNICA/13º CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETROMAGNETISMO (MOMAG), 18., Santa Rita do Sapucaí. Anais [...].* Santa Rita do Sapucaí: INATEL, SBMO, 2018, p. 420-423.

COSTA, A. P.; FONTGALLAND, NETO, A. G.; SOMBRA, A. S. B.; MORAIS, J. E.V.; SILVA, M. A. S. Magneto Tuning of a Dual-Frequency Magneto-Dielectric Resonator Antenna Based on YIG Matrix. *In: SBMO/IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE AND OPTOELECTRONICS CONFERENCE – (IMOC), Aveiro. Anais. Aveiro: IEEE, 2019.*

COSTA, A. P.; FONTGALLAND, G.; NETO, A. G.; SOMBRA A. S. B.; VALLE, R. R. M. Dual-frequency magneto-dielectric resonator antenna based in a YIG matrix with control of $HEM_{11\delta}$ and $TE_{01\delta}$ modes. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 63, n. 1, p. 1-12, 2020.

COSTA, A. P.; FONTGALLAND, G.; NETO, A. G.; SOMBRA A. S. B. **YIG Matrix Based Multiband Magneto-dielectric Cylindrical Resonator Antenna. Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications**, v. 20, n. 2, p.348-358, 2021.

REFERÊNCIAS

- ABDALRAZIK, A.; EL-HAMEED, A. S. A.; ABDEL-RAHMAN, A. B. A. Three-port MIMO dielectric resonator antenna using decoupled modes. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, v. 16, p. 3104-3107, 2017.
- AVAGO TECHNOLOGIES. **AppCAD Design Assistant**. Versão 4.0, Disponível em: <https://www.broadcom.com/appcad>. Acesso em: 05 Jun. 2018.
- BALANIS, C. A. **Antenna theory-analysis and design**. 2. ed. New York: John Wiley & Sons, 1997.
- BALANIS, C. A. **Advanced Engineering Electromagnetics**. 2. ed. New York: John Wiley & Sons, 1989.
- BAKR, M. S.; HUNTER, I. C.; BÖSCH, W. Miniature triple-mode dielectric resonator filters. **Microwave Theory and Techniques IEEE Transactions on**, v. 66, n. 12, p. 5625-5631, 2018.
- BAHADUR, D. Current trends in applications of magnetic ceramic materials. **Bulletin of Materials Science**, v.15, n. 5, p. 431-439, 1992.
- BEHLOUL, A.; MESSAOUDENE, I.; DENIDNI, T. A.; BENGHALIA, A. Three-port triangular dielectric resonator antenna with switching beam forming operation. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 59, n. 4, p. 955-958, 2017.
- BESSA, V. L. **Ressoadores magneto-dielétricos do composto $[\text{SrFe}_{12}\text{O}_{19}(\text{SFO})_{1-x} - \text{BiFeO}_3(\text{BFO})_x]$ para uso na banda C de comunicações**. 2018. Dissertação (Mestrado em Engenharia de Telecomunicação) – Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará, Fortaleza, 2018.
- BUERKLE, A.; SARABANDI, K. A wide-band, circularly polarized, magneto dielectric resonator antenna. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 53, n. 11, 2005.
- BIJUMON, P. V.; MENON, S. K.; SUMA, M. N.; SEBASTIAN, M.; PEZHOLIL, M. Broad band cylindrical dielectric resonator antenna excited by modified microstrip line. **Electronics Letters**, v. 41, n. 7, p. 385-387, 2005.
- CARTER, C. B.; NORTON, M. G. **Ceramic materials: science and engineering**. 2. ed. Pittsburgh: Springer, 2013.
- CAMPOS, R. V. B. **Estudo de antenas dielétricas ressoadoras baseadas na matriz cerâmica $\text{Al}_2\text{O}_3\text{-TiO}_2$ operando na banda C**. 2015. Dissertação (Mestrado em Engenharia de Teleinformática) – Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará, Fortaleza, 2015.
- COSTA, R. C. S. **Estudo experimental e numérico de uma antena ressoadora dielétrica baseada em $\text{CaTi}_{1-x}(\text{Nb}_{2/3}\text{Li}_{1/3})_x\text{O}_{3-\delta}$ (CNLTO) e $\text{CaTi}_{1-x}(\text{Nb}_{1/2}\text{Ln}_{1/2})_x\text{O}_3$ (Ln = Bi (CNBTO) e Fe(CNFTO) para aplicações em bluetooth**. 2007. Dissertação (Mestrado em Engenharia de Teleinformática) – Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2007.
- COSTA, A. P.; FONTGALLAND, G.; NETO, A. G.; SOMBRA A. S. B.; VALLE, R. R. M. Dual-frequency magneto-dielectric resonator antenna based in a YIG matrix with control of HEM_{118} and TE_{018} modes. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 63, n. 1, p. 1-12, 2020.

COSTA, A. P.; FONTGALLAND, G.; FORTE, G. G. S.; SOMBRA, A. S. B.; ANDRADE, H. D.; VUONG, T. Application of Magneto-dielectric GdIG_xYIG_{1-x} Compound Material in Microstrip Patch Antennas. *In: 18º SIMPÓSIO BRASILEIRO DE MICRO-ONDAS E OPTOELETRÔNICA/13º CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETROMAGNETISMO (MOMAG), 18., Santa Rita do Sapucaí. Anais [...].* Santa Rita do Sapucaí: INATEL, SBMO, 2018, p. 420-423.

COSTA, A. P.; FONTGALLAND, NETO, A. G.; SOMBRA, A. S. B.; MORAIS, J. E.V.; SILVA, M. A. S. Magneto Tuning of a Dual-Frequency Magneto-Dielectric Resonator Antenna Based on YIG Matrix. *In: SBMO/IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE AND OPTOELECTRONICS CONFERENCE (IMOC), Aveiro. Annals [...].* Aveiro: IEEE, 2019, p. 1-3.

CHAIMOOL, S.; PINSAKUL, A.; AKKARAEKTHALIN, P. Patch antenna miniaturization using artificial magneto-dielectric metasubstrate. *In: 2012 INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ANTENNAS AND PROPAGATION (ISAP), 1., Nagoya. Annals [...].* Nagoya, 2012, p. 906-909.

COMPUTER SIMULATION TECHNOLOGY (CST) SOFTWARE. **Versão CST Studio Suite Student Edition.** Disponível em: <https://www.cst.com/>. Acesso em: 12 ago. 2018

DAS, G.; SHARMA, A.; GANGWAR, R.K. Dielectric resonator based two-element MIMO antenna system with dual band characteristics. **IET Microwaves, Antennas & Propagation**, v. 12, n. 5, p. 734-741, 2017.

DAS, G.; SHARMA, A.; GANGWAR, R. K.; SHARAWI, M. S. Compact backto-back DRA-based four-port MIMO antenna system with bi-directional diversity. **Electronics Letters**, v. 54, n. 14, p. 884-886, 2018.

DIAS, P. A. G. **Caracterização de propriedades eletromagnéticas de substratos dielétricos e magnéticos em alta frequência.** 2014. Dissertação (Mestrado em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Engenharia e Gerenciamento de Sistemas Espaciais) – Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais – INPE, São José dos Campos, 2014.

DUBE, C.; ZURMUHLEN, R.; BELL, A. J.; SETTER, N.; WERSING, W. Dielectric measurements on high-q ceramics in the microwave region. **Journal of American Ceramic Society**, v. 80, n. 5, p. 1095-1100, 1997.

ESSELLE, K. P. Finite-difference time-domain analysis of a Rectangular Dielectric-Resonator Antenna, **J. Electrical and Electronics Engineering**, v. 15, n. 1, p. 63-70, 1995.

FANG, X. S.; LEUNG, K. W.; LUK, K. M. Theory and Experiment of Three-Port Polarization-Diversity Cylindrical Dielectric Resonator Antenna. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 62, n. 10, p. 4945-4951, 2014.

FECHINE, P.B.A.; MORETZSOHN, R.S.T.; COSTA, R.C.S.; DEROV, J.; STEWART, J.W.; DREHMAN A. J.; JUNQUEIRA, C.; SOMBRA, A. S. B. Magneto-dielectric properties of the Y₃Fe₅O₁₂ and Gd₃Fe₅O₁₂ dielectric ferrite resonator antennas. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 50, n. 11, 2852-2857, 2008a.

FECHINE, P. B. A. **Estudo das propriedades estruturais e elétricas das granadas ferrimagnéticas GdIG_xYIG_{1-x} e suas aplicações em componentes de micro-ondas.** 2008. Tese (Doutorado em Química Inorgânica) – Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2008b.

FECHINE, P.B.A.; ROCHA, H.H.B.; MORETZSOHN, R.S.T.; DENARDIN J.C.; LAVÍN, R.; SOMBRA, A.S.B. Study of a microwave ferrite resonator antenna, based on a ferrimagnetic composite ($Gd_3Fe_5O_{12}$) $GdIG_x-(Y_3Fe_5O_{12})YIG_{1-x}$. **IET Microwaves Antennas & Propagation**, v. 3, n. 8, p.1191-1198, 2008c.

FUJIMOTO, K.; MORISHITA, H. **Modern small antennas**. New York: Cambridge University Press, 2014.

FUR, G. Le.; GRANGE, F.; DELAVEAUD, C.; SOURIOU, D.; MATTEI, J. L.; QUEFFELEC, P. Contribution on notch antenna loaded by magneto-dielectric material. *In*: PROCEEDINGS OF THE 5TH EUROPEAN CONFERENCE ON ANTENNAS AND PROPAGATION (EUCAP), 5., Rome. **Annals [...]**. Rome: Materials Science, Engineering, 2011. p. 1849-1852.

GUHA, D.; GUPTA, P.; KUMAR. C. Dualband cylindrical dielectric resonator antenna employing $HEM_{11\delta}$ and $HEM_{12\delta}$ modes excited by new composite aperture. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 63, n. 1, p. 433-438, 2015.

HAMMERSTAD, E. O. Equations for microstrip design", *In*: PROCEEDINGS OF FIFTH EUPEAN MICROWAVE CONFERENCE, 5., Hamburgpp. **Annail [...]**. Hamburgpp: IEEE, 1975. p. 268-272.

HANSEN, R. C.; BURKE, M. Antennas with magneto-dielectrics. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 26, n. 2, 2000.

HAKKI, B. W.; COLEMAN, P. D. A Dielectric Resonator Method of Measuring Inductive Capacities in the Millimeter Range. **IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, vol. 8, n. 4, p. 402-410, 1960.

JUNKER, G. P.; KISHK, A. A. GLISSON, A.W. Numerical analysis of dielectric resonator antennas excited in quasi-TE modes. **IEE Electronics Letters**, v. 29, n. 21, p.1.810-1.811, 1993.

KIZILBEY, O.; PALAMUTÇUOĞULLARI, O.; YARMAN, B. S. Design of low phase noise 7.7 GHz dielectric resonator oscillator. *In*: 2013 8TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING (ELECO),8., 2013, Bursa. **Annals [...]**. Bursa: IEEE, 2013. p. 591-594.

KISHK, A. A.; ANTAR, Y. M. M. **Dielectric resonator antennas**. In: Volakis, J. (Org). **Antenna Engineering Handbook**, New York: McGraw-Hill, 2007.

KUMAR, A. V. P.; HAMSAKUTTY, V.; YOHANNAN, J. MATHEW, K. T. Microstripline fed cylindrical dielectric resonator antenna with a coplanar parasitic strip. **Progress In Electromagnetics Research, PIER**, v. 60, p. 143-152, 2006.

Li, J.; ZHAN, Y.; QIN, W.; WU, Y.; CHEN, J. Differential dielectric resonator filters. **IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology**, v. 7, n. 4, p. 637-645, 2017.

LIU, R. **Evaluation on coupling strategies for ultra-high field MRI probe made of cylindrical dielectric resonator**. 2016. Completion of course work (Baccalaureate degrees in Electrical Engineering and Engineering Science) – Pennsylvania State University Schreyer Honors College, 2016.

LIU, Z.; CHEW, W. C.; MICHIELSSEN, E. Moment method based analysis of dielectric-resonator antennas. *In: IEEE ANTENNAS AND PROPAGATION SOCIETY INTERNATIONAL SYMPOSIUM. 1999 DIGEST. HELD IN CONJUNCTION WITH: USNC/URSI NATIONAL RADIO SCIENCE MEETING (CAT. NO.99CH37010), 1., Orlando. Annals [...].* Orlando: IEEE, 1999. pp. 806-809.

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

LUK, M.; LEUNG, K. W. *Dielectric resonator antennas*. Hertfordshire England: Research Studies Press LTD, 2003.

MALLMANN, E. J. J. **Obtenção de um novo compósito biológico com propriedades magnéticas**. 2010. Dissertação (Mestrado em Química) - Universidade Federal do Ceara, Fortaleza, 2010.

MAHYUDDIN, N. M.; AIN, M. F.; HASSAN, S. I. S.; SINGH, M. Modeling of a 10 GHz Dielectric Resonator Oscillator in ADS. INTERNATIONAL RF AND MICROWAVE CONFERENCE, Putra Jaya. **Annals [...].** Putra Jaya: IEEE, 2006, p. 12-14.

MISHRA, N.; DAS, S.; VISHWAKARMA, D. K. Low-profile circularly polarized cylindrical dielectric resonator antenna coupled by L-shaped resonating slot. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 59, n. 5, p. 996-1000, 2017a.

MISHRA, N. K.; DAS, S.; VISHWAKARMA, D. K. Circularly polarized cylindrical dielectric resonator antenna for the X-band frequency. *In: 2017 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ANTENNA INNOVATIONS & MODERN TECHNOLOGIES FOR GROUND, AIRCRAFT AND SATELLITE APPLICATIONS (IAIM), 1., Bangalore. Annals [...].* Bangalore: IEEE, 2017. p. 1-4, 2017b.

MIKLÓS, A.; HESS, P.; BOZÓKI, Z. Application of acoustic resonators in photoacoustic trace gas analysis and metrology. **Review of Scientific Instruments**, v. 72, n. 4, p. 1937-1955, 2001.

MCALLISTER, M. W.; LONG, S. A.; CONWAY, G. L. Rectangular dielectric resonator antenna. **Electronics Letters**, v. 19, n. 6, p. 218-219, 1983.

MORAIS, J. **Estudo experimental e numérico de antena ressoadora dielétrica (DRA) baseada em $\text{Sr}_2\text{CoNbO}_6$** . 2014. Dissertação (Mestrado em Engenharia de Teleinformática) – Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2014.

MORAIS, J.E.V., et al. Magneto Tuning of a Ferrite Dielectric Resonator Antenna Based on LiFe5O8 Matrix. **Journal of Electronic Materials**, v. 47, n. 7, p. 3829-3835, 2018.

MONGIA, R. K.; BHARTIA, P. Dielectric resonator antennas – A review and general design relations for resonant frequency and bandwidth. **International Journal of Microwave and Millimeter – Wave Computer-Aided Engineering, Hoboken**, v. 4, n. 3, p. 230–247, 1994.

MOULSON, A. J.; HERBERT, J. M. *Electroceramics: materials, properties, applications*. 2. ed. Wiley: India, 2003.

OLIVEIRA, E. E. C. **Desenvolvimento de antenas de microfita e antenas DRA broadband/ultra wideband para sistemas de comunicação sem fio utilizando pós cerâmicos nanoestruturados**.

2011. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica e de Computação) - Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2011.

OLIVEIRA, A. C.; SANTANA, H. N.; SOUZA, R. T.; COSTA, E. G. Monitoramento Online e Diagnóstico de Disjuntores de Alta Tensão a Partir do Sinal Eletromagnético Irradiado. *In: VI SIMPÓSIO BRASILEIRO DE SISTEMAS ELÉTRICOS*, 5., Campina Grande. **Anais [...]**. Campina Grande: ResearchGate, p. 1-6, 2015.

OTHMAN et al. A novel homogeneous stacked yttrium ion garnet resonator antenna for wideband application. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 59, n.12, p.3036-3041, 2017.

OTHMAN M et al. Study on modified curve fitting modeling analyzing YIG resonator antenna. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 61, p. 337–342, 2018.

PETOSA, A.; ITTIPIBOON, A. Dielectric resonator antennas: A historical review and the current state of the art. **IEEE Antennas and Propagation Magazine**, Tainan, v. 52, n. 5, p. 91-116, 2010.

PETOSA, A. **Dielectric resonator antenna handbook**. Norwood: Artech House, 2007.

PETOSA, A.; ITTIPIBOON, A.; ANTAR, Y. **Broadband dielectric resonator antennas**. In: LUK, K. M.; LEUNG, K. W. (Org.). **Dielectric Resonator Antennas**. Hertfordshire, England: Research Studies Press, 2002.

PEREIRA, F. M. M. **Estudo das propriedades dielétricas e magnéticas da hexaferrita tipo M (Ba_xSr_{1-x}Fe₁₂O₁₉) para uso em dispositivos eletrônicos**. 2009. Tese (Doutorado em Química Inorgânica) – Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2009.

PICADO, G. M. **Caracterização de Y₃Fe₅O₁₂ preparado por sinterização e micro-ondas**. 2012. **Dissertação (Mestrado em Física)** - Universidade de Aveiro, Departamento de Física, Aveiro, 2012.

RAHAOUI, R.; ESSAIDI, M. Compact cylindrical dielectric resonator antenna excited by a microstrip feed line. **International Journal of Innovation and Applied Studies**, v. 2, n. 1, p. 1-5, 2013.

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

SALES, A. J. M. **Estudo de antenas dielétricas baseadas na matriz do composto (BiNbO₄)_x(CaTiO₃)_{1-x} para aplicações em comunicações**. 2016. Tese (Doutorado em Engenharia de Teleinformática) – Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2016.

SANTOS, M. R. P. **Síntese e estudo das propriedades dielétricas dos compostos cerâmicos [(Cr_{3/8}Fe_{5/8})₂O₃-CRFO]_x - [CaTiO₃-CTO]_{1-x} e [BiFeO₃-BFO]_x - [CaTiO₃-CTO]_{1-x}**. 2009. Tese (Doutorado em Física) – Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2009.

SAS-510-7 LOG PERIODIC ANTENNA. **A. H. Systems, Inc.** 9710 Cozycroft Ave. Chatsworth, CA 91311. Disponível em: <https://www.ahsystems.com/datasheets/SAS-510>. Acesso em: 25 Fev. 2021.

SEKO, M. H. **Antenas de ressoador dielétrico de banda dupla em frequência de micro-ondas**. 2018. Tese (Doutorado em Ciência) – Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, 2018.

SEKO, M. H.; CORRERA, F. S.; LONG, S. A. JACKSON, D. R. Microstrip feeding for the excitation of a higher-order resonant mode in cylindrical dielectric resonator antennas. *In: 2017 SBMO/IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE AND OPTOELECTRONICS CONFERENCE (IMOC), Águas de Lindóia. Annals [...]. Águas de Lindóia: IEEE, 2017, pp. 1-5.*

SEBASTIAN, M. T. **Dielectric materials for wireless communication.** Oxford: Elsevier Science, 2008.

SILVEIRA, W. Y. A. **Estudo numérico e experimental de uma antena ressoadora magneto-dielétrica para uso em sistemas de comunicação móvel celular.** 2017. Dissertação (Mestrado Engenharia de Telecomunicações) – Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará-IFCE, Fortaleza, 2017.

SOURIOU, D. *et al.* Antenna miniaturization and nanoferrite magneto-dielectric materials. *In: 2010 14TH INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ANTENNA TECHNOLOGY AND APPLIED ELECTROMAGNETICS & THE AMERICAN ELECTROMAGNETICS CONFERENCE, 14., Ottawa. Annals [...]. Ottawa: IEEE, 2010, p. 1-4.*

SHARMA, A.; RANJAN, P.; GANGWAR, R. K. Multiband cylindrical dielectric resonator antenna for WLAN/WiMAX applications. **IET Electronics Letter**, v. 53, n. 3, p. 132-134, 2017a.

SHARMA, A.; DAS, G.; RANJAN, P. SAHU, N. K. GANGWAR, R. K. Novel feeding mechanism to stimulate triple radiating modes in cylindrical dielectric resonator antenna. **IEEE Access**, v. 4, p. 9987-9992, 2016.

SHUM, M.; LUK, K. M. FDTD analysis of probe-fed cylindrical dielectric resonator antenna operating in fundamental broadside mode. **IEE Electronics Letters**, v. 31, n. 15, p. 1210-1212, 1995.

SHUM, M.; LUK, K. M. FDTD analysis of probe-fed cylindrical dielectric resonator antenna. **IEEE Transactions on Antennas & Propagation**, v. 46, n. 3, p. 325-333, 1998.

SHARMA, A.; DAS G.; GANGWAR, R. K. Design and analysis of tri-band dual-port dielectric resonator based hybrid antenna for WLAN/WiMAX application. **IET Microwaves, Antennas & Propagation**, v. 12, n. 6, p. 986-992, 2017b.

VALENZUELA, R. **Magnetic ceramics.** New York: Cambridge University Press, 1994.

VARSHNEY, G.; PANDEY, V. S.; YADUVANSHI. Dual-band fan-blade-shaped circularly polarized dielectric resonator antenna. **Microwaves Antennas & Propagation IET**, v. 11, n. 13, p. 1868-1871, 2017.

Vahora, A.; Pandya, K. Implementation of Cylindrical Dielectric Resonator Antenna Array for Wi-Fi/Wireless LAN/Satellite Applications. **Progress In Electromagnetics Research M**, vol. 90, 157-166, 2020.

WR-137 WAVEGUIDE STANDARD GAIN HORN ANTENNA OPERATING FROM 5.85 GHZ TO 8.2 GHZ WITH A NOMINAL 10 DB GAIN SMA FEMALE INPUT. **PE. Pasternack.** Disponível em: <https://www.pasternack.com/standard-gain-horn-waveguide-size-wr137-10-db-gain-sma-female-pe9859sf-10-p.aspx>. Acesso em: 25 Fev. 2021.

ZANATTA, S. C. **Síntese das granadas GdIG e YIG por moagem de alta energia.** 2006. Tese (Doutorado em Física) – Universidade Estadual de Maringá, Maringá, 2006.

ZHOU, L. H.; CHEN, J. X.; XUE, Q. Design of compact coaxial-like bandpass filters using dielectric-loaded strip resonator. **IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology**, v. 8, n. 3, p. 456-464, 2018.

YEE, H. Y. Natural resonant frequencies of microwave dielectric resonators. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**. v. 13, n. 2, p. 256-256, 1965.

APÊNDICE – DADOS MEDIÇÃO LOCEM

Resultados medição com solenoide e antena com duas alimentações, S₁₁

Tensão (V)	Campo Magnético (mT)	Corrente (A)
2	1,2	0,83
4	2,1	1,65
6	2,0	2,48
8	3,7	3,30
10	5,1	4,06
12	5,9	4,84
14	8,1	5,46
16	7,6	5,10
18	9,6	5,79
20	10,7	5,40
22	12,4	7,96

Resultados medição com solenoide e antena com duas alimentações, S₂₂

Tensão (V)	Campo Magnético (mT)	Corrente (A)
2	1,4	0,85
4	1,6	1,60
6	3,6	2,40
8	5,7	3,24
10	6,2	4,05
12	7,3	4,85
14	8,7	5,65
16	8,4	5,40
18	10,0	7,10
20	11,3	7,80
22	12,9	9,46

Resultados medição com solenoide e antena com duas alimentações, S₂₁

Tensão (V)	Campo Magnético (mT)	Corrente (A)
2	1,6	0,74
4	2,8	1,45
6	3,9	2,20
8	5,4	2,92
10	6,5	3,64
12	7,2	4,35
14	8,6	5,07
16	10,3	5,75
18	10,7	5,37
20	11,8	7,06
22	13,3	7,69

Resultados medição com solenoide e antena com duas alimentações, S₁₂

Tensão (V)	Campo Magnético (mT)	Corrente (A)
2	1,6	0,78
4	2,6	1,55
6	3,2	2,30
8	5,4	3,07
10	5,8	3,84
12	6,6	4,60
14	8,2	5,33
16	9,7	5,03
18	11,1	5,76
20	12	7,48
22	12,5	9,09