



**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA
DO CEARÁ
PRÓ-REITORIA DE ENSINO
COORDENAÇÃO DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES**

AMARILTON LOPES MAGALHÃES

**Estudo Numérico de Antena Ressonadora Dielétrica Circularmente
Polarizada para Comunicações em 401 MHz**

FORTALEZA

2017

AMARILTON LOPES MAGALHÃES

ESTUDO NUMÉRICO DE ANTENA RESSOADORA DIELÉTRICA
CIRCULARMENTE POLARIZADA PARA COMUNICAÇÕES EM
401 MHz

Dissertação submetida à Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Telecomunicações do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará, como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Engenharia de Telecomunicações.

Área de concentração: Sistemas de Telecomunicações

Orientador: Prof. Dr. Antonio Sergio Bezerra Sombra

Co-orientador: Prof. Dr. Daniel Xavier Gouveia

Fortaleza
2017

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Instituto Federal do Ceará - IFCE
Sistema de Bibliotecas - SIBI
Ficha catalográfica elaborada pelo SIBI/IFCE, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

- M188e Magalhães, Amarilton Lopes.
 Estudo Numérico de Antena Ressonadora Dielétrica Circularmente Polarizada para Comunicações em 401 MHz / Amarilton Lopes Magalhães. - 2017.
 132 f. : il. color.
- Dissertação (Mestrado) - Instituto Federal do Ceará, Mestrado em Engenharia de Telecomunicações, Campus Fortaleza, 2017.
 Orientação: Prof. Dr. Antonio Sergio Bezerra Sombra.
 Coorientação: Prof. Dr. Daniel Xavier Gouveia.
1. Antena Ressonadora Dielétrica. 2. Polarização Circular. 3. UHF. 4. Miniaturização. 5. Nanossatélite. I. Título.

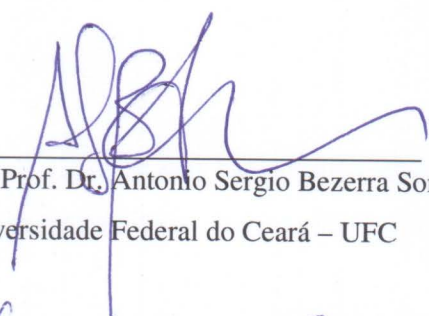
CDD 621.382

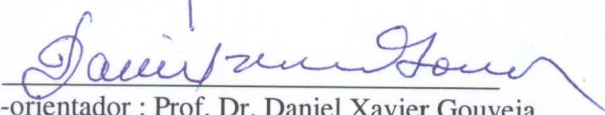


INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DO CEARÁ
COORDENAÇÃO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE
TELECOMUNICAÇÕES

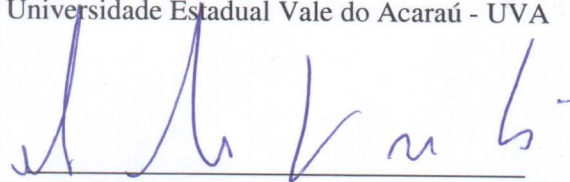
Amarilton Lopes Magalhães

Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia de Telecomunicações, sendo aprovada pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Telecomunicações do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará e pela banca examinadora:


Orientador: Prof. Dr. Antonio Sergio Bezerra Sombra
Universidade Federal do Ceará – UFC


Co-orientador : Prof. Dr. Daniel Xavier Gouveia
Instituto Federal do Ceará – IFCE


Prof. Dr. Raimundo Valmir Leite Filho
Universidade Estadual Vale do Acaraú - UVA


Prof. Dr. Artur da Silva Gouveia Neto
Universidade Federal de Alagoas – UFAL

Dedico este trabalho a Deus e à minha família.

Agradecimentos

Em primeiro lugar, agradeço a Deus pelo dom da vida, pelas bênçãos na saúde, proteção, paz, felicidade, por me proporcionar o caminho da superação e por todas as graças alcançadas na minha vida.

Agradeço profundamente aos meus pais, Amarildo e Rozemirtes, por todo o apoio dado à minha educação desde a infância até hoje, pelo carinho, compreensão e incentivo. Sem eles, nada disso seria possível. Aos meus tios Raimundo e Alda da mesma forma que agradeço aos meus pais. Agradecimentos especiais à minha namorada e companheira, Leyziele, por estar ao meu lado em vários momentos, pelo apoio, compreensão, incentivo, como também pela paciência por muitas noites em claro enquanto eu trabalhava nas simulações e na escrita.

Ao prof. Dr. Sergio Sombra, pela orientação, confiança, paciência, disponibilidade, ideias compartilhadas e inúmeras sugestões recebidas para o desenvolvimento deste trabalho.

Ao prof. Dr. Daniel Xavier, pela excelente co-orientação, valiosas horas de discussões, questionamentos, disponibilização dos recursos computacionais para as simulações numéricas, além de todo o apoio que recebi desde o ingresso no curso de mestrado, tanto no meio acadêmico quanto no pessoal.

À banca examinadora pelas sugestões, críticas e elogios que se somaram a este trabalho.

Ao prof. Dr. Wally Menezes pela imensa contribuição dada antes e durante o mestrado, disponibilidade, confiança, palavras de incentivo, valiosos conselhos e por me proporcionar caminhos a seguir diante de vários obstáculos. Ao prof. Dr. Francisco José, pelo grande apoio dado durante o mestrado e pelos numerosos conselhos recebidos. Ao prof. Dr. Fábio, que também se fez presente com o seu apoio.

Agradeço também aos amigos Leonardo, Wendell e Raphael, pelo apoio inicial que recebi durante os primeiros meses do mestrado, à Aparecida, pelo apoio em algumas simulações realizadas, ao Jefferson, pelo grande apoio e incentivo no início do projeto, ao Ronaldo e ao Eduardo pelas valiosas sugestões recebidas para a dissertação, além dos demais colegas do PPGET/IFCE e LOCEM/UFC, que de alguma forma contribuíram direta ou indiretamente para a realização desta conquista.

"A vida é aquilo que acontece enquanto você está planejando o futuro."

John Lennon

Resumo

Nesta dissertação, será apresentada uma antena ressoadora dielétrica compacta, circularmente polarizada à direita e com frequência de operação em torno de 401 MHz. No Brasil, essa frequência é utilizada por satélites para coleta de dados ambientais no enlace de subida (*up-link*). Este trabalho visa estudar uma antena de baixo perfil com dimensões máximas menores do que 20 cm, que corresponde às arestas de um satélite miniaturizado de formato cúbico. A redução de volume da antena somada à operação com polarização circular trata-se do principal objetivo deste trabalho. Dadas as dificuldades de se obter uma antena com pequenas dimensões na frequência de interesse, as antenas ressoadoras dielétricas são fortes candidatas para a utilização em nanossatélites por apresentarem alta capacidade de miniaturização. O projeto aqui delineado foi realizado sob a forma de simulação numérica em diferentes etapas, incluindo cálculos teóricos, testes com diferentes esquemas de alimentação, bem como várias decisões foram tomadas no decorrer da sua concepção no sentido de diminuir tanto o tamanho quanto o valor da permissividade relativa necessária. As simulações foram realizadas no *software* Ansoft HFSS. Vários parâmetros foram analisados e discutidos, tais como, perda de retorno, razão axial, ganho, largura de feixe e eficiência de irradiação. Através dos resultados obtidos, conclui-se que a antena proposta neste trabalho representa uma boa solução para operação em torno da frequência de 401 MHz, indicando boas características de polarização circular à direita com único ponto de alimentação.

Palavras-chave: antena ressoadora dielétrica, polarização circular, UHF, miniaturização, nanossatélite.

Abstract

In this dissertation a compact right-hand circularly polarized dielectric resonator antenna with operating frequency surrounding 401 MHz will be presented. In Brazil, this frequency is used by satellites for environmental data collection in uplink transmission. This work aims to study a low profile antenna with maximum dimensions smaller than 20 cm that corresponds to the edges of a cube-shaped miniaturized satellite. Reduction of antenna volume combined to the operation with circular polarization is the main purpose of this work. Given the difficulties of obtaining a small antenna at the frequency of interest, the dielectric resonator antennas are substantial candidates for use in nanosatellites due to the high miniaturization feature. The project outlined here was carried out in the numerical simulation form at different stages including theoretical calculations, tests with different feeding methods as well as several decisions were made in the course of its design in order to reduce both size and value of the required relative permittivity. The simulations were performed in the Ansoft HFSS software. Several parameters such as return loss, axial ratio, gain, beamwidth and radiation efficiency were analyzed and discussed. From the obtained results it is concluded that the antenna proposed in this work represents a good solution for operation frequency surrounding 401 MHz indicating good right-hand circular polarization performance with single point feed.

Keywords: dielectric resonator antenna, circular polarization, UHF, miniaturization, nanosatellite.

Sumário

Lista de Figuras

Lista de Tabelas

Lista de Símbolos

Lista de Abreviações

1	Introdução	26
1.1	Motivação	27
1.2	Objetivos	29
1.3	Relevância	29
1.4	Organização da dissertação	30
2	Antenas Ressonadoras Dielétricas	31
2.1	Histórico	31
2.2	Ressonadores Dielétricos e Suas Propriedades	32
2.3	DRAs e Suas Características Básicas	38
2.4	Modos de Ressonância	39
2.5	Métodos de Alimentação	45
2.5.1	Alimentação por Sonda	47
2.5.2	Alimentação por <i>Slot</i>	48
2.6	Análise de DRAs Cilíndricas	51
2.6.1	DRA de Setor Cilíndrico	53

3	Polarização Circular em Antenas Ressoradoras Dielétricas	56
3.1	Introdução	56
3.2	Fundamentos de Polarização Circular	57
3.3	Polarização Circular em DRAs	61
3.4	Excitação por Duplo Ponto de Alimentação	61
3.5	Excitação por Único Ponto de Alimentação	64
3.5.1	DRAs Cilíndrica e Retangular Truncadas	66
3.5.2	DRA Retangular	66
3.5.3	<i>Slot</i> Anelar Modificado	68
3.5.4	DRA Cruzada	69
3.5.5	DRA de Setor Cilíndrico	70
3.5.6	Tiras ou <i>Patches</i> Parasitas	71
3.5.7	<i>Slot</i> Cruzado	73
3.5.8	Outras Técnicas	74
4	Método Utilizado	78
4.1	Método dos Elementos Finitos	78
4.1.1	Histórico	78
4.1.2	Conceitos Básicos do FEM	79
4.1.3	Condição de Contorno Absorvente e Camada Perfeitamente Casada	81
4.2	Simulador Numérico: Descrição Técnica	82
4.3	Modelo Computacional Utilizado	85
5	Projeto da Antena Proposta	86
5.1	Escolha da Geometria	86
5.2	Levantamento das Dimensões da DRA	86
5.3	DRA de Setor Cilíndrico de 90° Alimentada por Sonda Coaxial	89

5.4	DRA de Setor Cilíndrico de 90° Alimentada por <i>Slot</i>	91
5.4.1	Substrato	92
5.4.2	Conector SMA de $50\ \Omega$	92
5.4.3	Linha de Microfita de $50\ \Omega$	93
5.4.4	Cálculos iniciais para <i>Slot</i> e <i>Stub</i>	96
5.5	DRA de Setor Cilíndrico de 90° Alimentada por <i>Slot</i> Cruzado	101
5.6	DRA de Setor Cilíndrico de 90° Alimentada por <i>Slot</i> Cruzado com <i>Patch</i> Parasita Circular no Topo	103
6	Resultados Finais e Discussão	106
6.1	Refinamento dos Resultados	106
6.2	Resultados Finais e Discussão	107
7	Conclusões e Perspectivas	120
	Referências Bibliográficas	122

Lista de Figuras

1	Ilustração da plataforma 8U. (a) Modelo geral. (b) Abas recolhidas com antenas receptoras nos lados externos. (c) Abas abertas com painéis solares nos lados internos. Fonte: Carvalho <i>et al.</i> (2013), INPE (2017).	27
2	Representação de múltiplas reflexões internas do campo eletromagnético no interior de um dielétrico. Fonte: Sebastian (2008).	33
3	Potência transmitida em função da frequência.	36
4	Diferentes geometrias de DRAs. Fonte: Luk & Leung (2003).	39
5	Ilustração das diferentes distribuições de campo em um DR cilíndrico. Fonte: Kishk & Antar (2007), adaptada.	41
6	Ilustração dos planos equatorial e meridionais de um DR cilíndrico utilizado por Kajfez, Glisson & James. Fonte: Kajfez & Guillon (1998), adaptada.	42
7	Distribuições de campo dos modos $TE_{01\delta}$ e $TM_{01\delta}$ em um DR cilíndrico. (a) Modo $TE_{01\delta}$, campo E no plano equatorial. (b) Modo $TE_{01\delta}$, campo H no plano meridional. (c) Modo $TM_{01\delta}$, campo H no plano equatorial. (d) Modo $TM_{01\delta}$, campo E no plano meridional. Fonte: Kajfez, Glisson & James (1984), adaptada.	43
8	Distribuições de campo de alguns modos em um DR cilíndrico. (a),(b),(c),(d): Modo $HEM_{11\delta}$ - Campo H no plano equatorial, Campo E em um plano paralelo ao equatorial distante de 2,15 mm a partir do centro, Campo E no plano meridional $\phi = 0$. Campo H no plano meridional em $\phi/2$, respectivamente. (e),(f),(g): Modo $HEM_{12\delta}$ - Campo E no plano equatorial, Campo E no plano meridional em $\phi = 0$, Campo H no plano meridional em $\phi = \pi/2$, respectivamente. (h),(i),(j),(k): Modo $HEM_{21\delta}$ - Campo H no plano equatorial, Campo E em um plano paralelo ao equatorial distante de 2,15 mm a partir do centro, Campo H no plano meridional em $\phi = \pi/4$, Campo E no plano meridional em $\phi = 0$, respectivamente. Fonte: Kajfez, Glisson & James (1984), adaptada.	44

9	Diferentes mecanismos de excitação para DRAs. Fonte: Kishk & Antar (2007), adaptada.	45
10	Esboço das configurações de campo de uma DRA cilíndrica. Fonte: Petosa (2007), adaptada.	46
11	Exemplo de intensidade relativa de campo em uma DRA cilíndrica. (a) Modo $TE_{01\delta}$ ($TM_{01\delta}$). (b) Modo $HE_{11\delta}$. Fonte: Petosa (2007), adaptadas.	46
12	Alimentação por sonda. (a) Exemplos de sonda coaxial como pino central ou pino soldado em uma tira metálica. (b) Exemplo de tira metálica conectada a uma linha de microfita. (c) Ilustração do campo magnético e fonte de corrente equivalente. Fonte: Petosa (2007), adaptada.	47
13	Excitação do modo $TM_{01\delta}$ por sonda coaxial em uma DRA cilíndrica. Fonte: Petosa (2007), adaptada.	48
14	Excitação do modo $HE_{11\delta}$ por sonda coaxial em uma DRA cilíndrica. Fonte: Petosa (2007), adaptada.	49
15	Formatos mais comuns de <i>slots</i> . Fonte: Petosa (2007).	49
16	Formas mais comuns de acoplamento do <i>slot</i> com a linha de alimentação. Fonte: Petosa (2007), adaptada.	50
17	Excitação do modo $HE_{11\delta}$ por <i>slot</i> retangular em uma DRA cilíndrica. Fonte: Petosa (2007), adaptada.	50
18	Ressorador dielétrico (esquerda) e modelo com paredes magnéticas perfeitas (direita). Fonte: Zhang & Li (2008), adaptada.	51
19	Geometria de uma DRA cilíndrica. Fonte: Petosa (2007), adaptada.	51
20	Representação geral de uma DRA de setor cilíndrico. (a) Vista superior. (b) Vista lateral. Fonte: Tam & Murch (1999), adaptadas.	53
21	Representação gráfica das polarizações (a) linear, (b) elíptica e (c) circular. Fonte: Kraus (1992), adaptadas.	57
22	(a) Rotação de uma onda eletromagnética plana. (b) Elipse traçada no plano xy relativa à rotação do vetor $\mathbf{E}$. Fonte: Balanis (2016), adaptadas.	58
23	Efeitos dos erros de amplitude e fase na razão axial. Fonte: Pozar & Targonski (1990), Petosa (2007), adaptada.	60

24	Duplo ponto de alimentação em DRAs capazes de suportar modos degenerados. Fonte: Petosa (2007), adaptada.	62
25	Exemplos de circuitos divisores de potência com quadratura de fase nas portas de saída. (a) Acoplador híbrido de 90° . (b) Divisor Wilkinson. (c) Junção-T. Fonte: Petosa (2007), adaptadas.	62
26	Amplitude, fase e razão axial de uma DRA com modos quase-degenerados. Fonte: Petosa (2007), adaptada.	65
27	DRAs retangulares truncadas por (a) dois cortes em cantos diagonais opostos, (b) truncamento retangular em dois cantos de mesmo lado e (c) truncamento retangular no centro de um dos lados. DRAs cilíndricas (d) com truncamento retangular e (e) truncamento por dois cortes paralelos opostos normais ao seu diâmetro no eixo x . Fonte: Malekabadi, Neshati & Rashed-Mohassel (2008), adaptadas.	67
28	(a) DRA retangular alimentada por <i>slot</i> . Fonte: Esselle (1996), Luk & Leung (2003), adaptada. (b) DRA retangular alimentada por sonda metálica. Fonte Malekabadi, Neshati & Rashed-Mohassel (2008), adaptadas.	68
29	DRAs cilíndricas alimentadas por <i>slots</i> anelares (a) com <i>stubs</i> e (b) no formato de C. Fonte: Leung & Mok (2001), Huang & Kuo (2002), adaptadas.	69
30	DRAs cruzadas alimentada por <i>slot</i> . (a) Sobre um plano de terra. (b) Ilustração com detalhes. Fonte: Ittipiboon <i>et al.</i> (1994), Luk & Leung (2003), Petosa (2007) adaptadas.	69
31	Exemplos de DRAs de setor cilíndrico circularmente polarizadas. (a) Setor de 180° . Fonte: Tam & Murch (2000), Luk & Leung (2003), adaptada. (b) Esquemático de um setor de 90° e (c) vista superior do protótipo. Fonte: Bezerra (2012), Bezerra <i>et al.</i> (2015), adaptadas.	70
32	(a) DRA hemisférica alimentada por tira vertical com <i>patch</i> parasita, (b) DRA retangular alimentada por microfita com <i>patch</i> parasita e (c) DRA cilíndrica alimentada por tira vertical com tiras parasitas opostas. Fonte: Leung & Ng (2003), Hsiao, Chiou & Wong (2001), Lee <i>et al.</i> (2000), adaptadas.	72
33	DRAs cilíndricas alimentadas por <i>slot</i> cruzado. (a) Configuração geral. (b) Exemplo com <i>slots</i> de comprimentos desiguais e deslocados. Fonte: Gao, Luo & Zhu (2013), Almpanis, Fumeaux & Vahldieck (2006), adaptadas.	74

34	Outras geometrias e esquemas para geração de polarização circular em DRAs. (a) DRA com <i>Slots</i> parasitas, (b) <i>Patch</i> de microfita com dielétrico carregado, (c) DRA elíptica, (d) DRAs retangulares empilhadas no formato de escada, (e) DRA retangular oca, (f) DRA trapezoidal, (g) DRA retangular cortada diagonalmente com plano de terra e substrato no formato de L, (h) Tira Espiral Quadrada. Fonte: Huang & Ling (2003), Currie <i>et al.</i> (2001), Yang <i>et al.</i> (2007), Fakhte, Oraizi & Karimian (2014), Lu, Leung & Pan (2011), Pan & Leung (2010), Sulaiman & Khamas (2010), Khalily, Kamarudin & Jamaluddin (2013), adaptadas.	77
35	Aproximação por funções contínuas por partes.	79
36	Representação de domínio bidimensional discretizado. (a) Domínio representado por 4 nós (vértices). (b) Divisão do domínio em 4 elementos com o acréscimo de um nó em seu interior. (c) O mesmo domínio discretizado com vários nós.	80
37	Representação das componentes de um campo E ou H em um elemento tetraédrico. Fonte: Ansys Corporation (2010, 2011), adaptada.	84
38	Ilustração de discretização por malha adaptativa. (a) Modelo da estrutura. (b) Malha inicial. (c) Malha refinada após a convergência do processo adaptativo com certo número de passos. Fonte: Ansys Corporation (2010), adaptadas. . . .	84
39	Representação do modelo computacional utilizando PML.	85
40	Ilustração do plano de terra de 20 cm × 20cm com quatro DRAs de um quarto de cilindro dispostas de forma planar e sequencialmente rotacionadas.	87
41	Curvas dos valores teóricos de permissividade relativa da DRA para frequência de operação em 401 MHz como função do seu raio, para diferentes valores de altura. (a) Modo $TM_{11\delta}$. (b) Modo $TM_{21\delta}$. (b) Modo $TM_{01\delta}$	88
42	Configuração da DRA alimentada por uma sonda coaxial. (a) Vista superior. (b) Vista em perspectiva. (b) Vista lateral.	89
43	Perda de retorno referente à configuração $a = 60$ mm, $h = 10$ mm e $\epsilon_r = 483$, com alimentação por sonda coaxial.	91
44	Conector SMA de 50 Ω utilizado nas simulações. (a) Vista em perspectiva. (b) Gráfico da impedância característica Z_0 em função da frequência simulada em ambas as portas 1 e 2.	93

45	Geometria de uma linha de microfita. Fonte: Pozar (2012), adaptada.	94
46	Linha de microfita de 50Ω utilizada nas simulações. (a) Vista superior. (b) Vista em perspectiva. (c) Gráfico da impedância característica Z_0 em função da frequência simulada em ambas as portas 1 e 2. (d) Vista lateral.	97
47	Representação do <i>stub</i> (toco) de uma microfita quando acoplada a um <i>slot</i> . Fonte: Petosa (2007), adaptada.	97
48	Configuração da DRA de um quarto de cilindro alimentada por <i>slot</i> . (a) Vista superior. (b) Vista inferior. (c) Vista em perspectiva. (d) Vista lateral.	99
49	Perda de retorno referente à configuração $a = 60$ mm, $h = 10$ mm e $\epsilon_r = 93$, com alimentação por <i>slot</i>	100
50	Ganho em função da frequência na direção $\theta = 0^\circ$ referente à configuração $a = 60$ mm, $h = 10$ mm e $\epsilon_r = 93$, com alimentação por <i>slot</i>	100
51	Configuração da DRA de um quarto de cilindro alimentada por <i>slot</i> cruzado. (a) Vista superior. (b) Vista inferior. (c) Vista em perspectiva. (d) Vista lateral. (e) Dimensões do <i>slot</i> cruzado e do <i>stub</i> na linha de microfita.	101
52	Perda de retorno relativas às configurações com os dois ramos simulados separadamente, para $a = 60$ mm, $h = 10$ mm e $\epsilon_r = 103$	103
53	Configuração da DRA de um quarto de cilindro alimentada por <i>slot</i> cruzado com <i>patch</i> circular parasita carregado no topo. (a) Vista superior. (b) Vista inferior. (c) Vista em perspectiva. (d) Vista lateral.	104
54	Razão axial em função da frequência na direção $\theta = 0^\circ$. (a) Parte 1. (b) Parte 2.	108
55	Ganho RHCP e LHCP em função da frequência na direção $\theta = 0^\circ$. (a) Parte 1. (b) Parte 2.	110
56	Nível de isolamento entre RHCP e LHCP em função da razão axial mínima verificada nas onze melhores configurações.	111
57	Perda de retorno (S_{11}). (a) Parte 1. (b) Parte 2.	112
58	Razão axial em função do ângulo de elevação no plano $\phi = 0^\circ$. (a) Parte 1. (b) Parte 2.	114
59	Razão axial em função do ângulo de elevação no plano $\phi = 90^\circ$. (a) Parte 1. (b) Parte 2.	115

60	Ganho no plano de elevação para $\phi = 0^\circ$ e $\phi = 90^\circ$ para várias configurações (parte 1).	116
61	Ganho no plano de elevação para $\phi = 0^\circ$ e $\phi = 90^\circ$ para várias configurações (parte 2).	117
62	Diagrama tridimensional para a configuração $L_{slot1} = 49,85$ mm e $L_{stub} = 10,21$ mm. (a) E_{RHCP} . (b) E_{LHCP} . (c) E_{total}	119

Lista de Tabelas

1	Valores de v de acordo com as condições de contorno nas Faces (I) e (II). . . .	54
2	Largura de banda da razão axial abaixo de 3 dB para várias configurações de DRAs truncadas	66
3	Resultados de outras técnicas para geração de polarização circular em DRAs. .	76
4	Parâmetros utilizados no <i>software</i> HFSS TM para as simulações numéricas. . . .	85
5	Raízes da equação característica $J'_v(X'_{vp}) = 0$, para $p = 1$ e $p = 2$. Fonte: Tam & Murch (1999)	87
6	Valores de ϵ_r teóricos para ressonância do modo $TM_{11\delta}$ em 401 MHz e menores valores de ϵ_r simulados com sonda coaxial para várias configurações de altura h e raio a em mm.	90
7	Características do substrato dielétrico.	92
8	Parâmetros do modelo computacional do conector SMA.	93
9	Parâmetros da linha de microfita.	96
10	Parâmetros iniciais do <i>slot</i> e <i>stub</i>	98
11	Frequências f_1 , $f_{S11_{min}}$ e f_2 correspondentes a Δf_{-3dB} para cada ramo do <i>slot</i> cruzado e para uma frequência central de 401 MHz.	102
12	Parâmetros iniciais obtidos antes do refinamento.	105
13	Resultados da análise em frequência da DRA proposta para razão axial, ganho e perda de retorno.	107
14	Percentual de variação do ganho máximo para RHCP nas frequências f_{AR1} e f_{AR2} . 111	
15	Resultados da análise de largura de feixe para razão axial e ganho RHCP no plano de elevação.	118
16	Outros parâmetros de irradiação da antena.	118

Lista de Símbolos

a	raio
A_e	erro de amplitude
AR_{min}	valor mínimo da razão axial
$BW_{AR=3dB}$	largura de banda de polarização circular
$BW[\%]_{AR=3dB}$	largura de banda de polarização circular expressa em percentual de $f_{AR_{min}}$
$BW_{S_{11}=-10dB}$	largura de banda de casamento de impedância
c	velocidade da luz no vácuo
D_{max}	máxima diretividade
d_{patch}	deslocamento do condutor parasita no eixo x em relação ao centro da alimentação
d_x	deslocamento da DRA no eixo x em relação ao centro da alimentação
$\mathbf{E}$	vetor campo elétrico
E_x	componente do campo elétrico em x
E_y	componente do campo elétrico em y
E_z	componente do campo elétrico em z
E_ϕ	componente do campo elétrico em ϕ
E_θ	componente do campo elétrico em θ
E_{cpr}	campo elétrico recebido com mesma polarização do sistema transmissor (co-polarização)
E_{xpr}	campo elétrico recebido com polarização diferente da utilizada (polarização cruzada)

E_{RHCP}	campo elétrico com rotação no sentido horário (polarização circular à direita)
E_{LHCP}	campo elétrico com rotação no sentido anti-horário (polarização circular à esquerda)
f_0	frequência de ressonância
Δf_{-3dB}	largura de banda entre os pontos de meia potência
$f_{S_{11min}}$	frequência correspondente ao valor mínimo da perda de retorno
f_{AR1}	primeira frequência correspondente à razão axial igual a 3 dB
f_{AR2}	segunda frequência correspondente à razão axial igual a 3 dB
f_{ARmin}	frequência correspondente ao valor mínimo da razão axial
$G_{f_{AR1}}$	ganho RHCP em f_{AR1}
$G_{f_{AR2}}$	ganho RHCP em f_{AR2}
$G_{maxRHCP}$	máximo ganho com polarização circular à direita
$G_{minLHCP}$	mínimo ganho com polarização circular à esquerda
h	altura
$\mathbf{H}$	vetor campo magnético
H_x	componente do campo elétrico na direção x
H_y	componente do campo elétrico na direção y
H_z	componente do campo elétrico na direção z
J_n	função de Bessel de n -ésima ordem de primeira espécie
J'_n	derivada de J_n
k_r	número de onda na direção radial
k_z	número de onda na direção z
L	comprimento
ΔL	variação do comprimento

L_{slot1}	comprimento do ramo do <i>slot</i> (fenda) cruzado que é inclinado 45° no sentido anti-horário em relação à linha de microfita (ramo 1)
L_{slot2}	comprimento do ramo do <i>slot</i> (fenda) cruzado que é inclinado 45° no sentido horário em relação à linha de microfita (ramo 2)
L_{stub}	comprimento do <i>stub</i> (toco) de microfita
$LF_{AR=3dB}$	largura de feixe com polarização circular
$LF_{G_{RHCP}=0dBic}$	largura de feixe com ganho RHCP maior do que 0 dBiC
$LF_{G_{RHCP}=2,156dBic}$	largura de feixe com ganho RHCP maior do que o ganho do dipolo de meia onda
$LFMP_{E_{RHCP}}$	largura de feixe de meia potência inerente à componente do campo elétrico com sentido de polarização circular à direita
m	número de ciclos completos do campo na direção azimutal
n	número de ciclos completos do campo na direção radial
$\mathbf{n}$	vetor normal a uma superfície qualquer
p	número de ciclos completos do campo na direção z
P_{diss}	potência dissipada
P_d	potência dissipada no dielétrico
P_c	potência dissipada no condutor
P_i	potência dissipada por irradiação
q_i	peso da i -ésima função de comparação do FEM baseado em Rayleigh-Ritz-Galerkin
Q	fator de qualidade
Q_c	fator de qualidade de condução
Q_d	fator de qualidade do dielétrico
Q_i	fator de qualidade de irradiação
Q_L	fator de qualidade (carregado)

Q_u	fator de qualidade (não carregado)
Q_{ext}	fator de qualidade externo
Q_{ext}^{-1}	perdas externas
Q_L^{-1}	perdas total do sistema
R_{patch}	raio do condutor circular parasita posicionado no topo da DRA
S_{ij}	parâmetro de espalhamento, referente à razão da tensão da onda refletida na porta i para uma onda incidente na porta j
S_{11min}	valor mínimo da perda de retorno
t	espessura do condutor da linha de microfita
t_g	espessura do plano de terra
t_s	espessura do substrato dielétrico
T	período
T°	temperatura
T_0°	temperatura na frequência de ressonância
$tg\delta_\epsilon$	tangente de perdas dielétricas
ΔT°	variação da temperatura
V_x	tensão aplicada na direção x
V_y	tensão aplicada na direção y
W_e	largura efetiva da linha de microfita
W_{ms}	largura da linha de microfita
W_{slot1}	largura do ramo 1
W_{slot2}	largura do ramo 2
W_0	energia armazenada
X_{np}	raiz da equação característica $J_n(X_{np}) = 0$

X'_{np}	raiz da equação característica $J'_n(X'_{np}) = 0$
Y	admitância
Z	impedância
Z_0	impedância característica
Z_{0e}	impedância característica equivalente
α_L	coeficiente de expansão linear do material dielétrico
β	ângulo do setor cilíndrico
γ_e	erro de ortogonalidade
Γ	coeficiente de reflexão
δ	fração de variação inferior a um ciclo completo de onda ao longo da direção z
ε	permissividade elétrica
ε_e	permissividade equivalente da linha de microfita (para cálculo inicial do comprimento do <i>slot</i>)
ε_{ef}	permissividade efetiva da linha de microfita
ε_{efe}	permissividade efetiva equivalente da linha de microfita (para cálculo da largura do traço considerando-o com espessura finita)
ε_r	permissividade relativa
ε_{rs}	permissividade relativa do substrato dielétrico
$\Delta\varepsilon_r$	variação da permissividade relativa sob uma variação de temperatura
ε_0	permissividade elétrica do vácuo
θ	ângulo polar do sistema de coordenadas esféricas (ângulo do plano de elevação)
λ_d	comprimento de onda no interior do dielétrico
λ_g	comprimento de onda guiado
λ_0	comprimento de onda no espaço-livre
μ	permeabilidade magnética

μ_r	permeabilidade relativa
v	número que depende das condições de contorno nas faces de uma antena ressoadora dielétrica de setor cilíndrico
ρ	direção radial do sistema de coordenadas cilíndricas
σ	condutividade
τ	coeficiente de temperatura de frequência de ressonância
τ_ϵ	coeficiente de temperatura da permissividade
ϕ	ângulo azimutal do sistema de coordenadas esféricas
Φ_i	i -ésima função de comparação do FEM baseado em Rayleigh-Ritz-Galerkin
φ	ângulo de fase
φ_e	erro de fase
ψ_{npm}^{TE}	campo do modo ressonante TE_{npm}
ψ_{npm}^{TM}	campo do modo ressonante TM_{npm}
ω	frequência angular
ω_0	frequência de ressonância angular

Lista de Abreviações

LOCEM	Laboratório de Telecomunicações e Ciência e Engenharia de Materiais
ABC	Condição de Contorno Absorvente (<i>Absorbing Boundary Condition</i>)
AEB	Agência Espacial Brasileira
AR	Razão Axial (<i>Axial Ratio</i>)
BW	Largura de Banda (<i>Bandwidth</i>)
CONASAT	Constelação de Nano Satélites para Coleta de Dados Ambientais
DBS	Difusão Direta via Satélite (<i>Direct Broadcast Satellite</i>)
DR	Ressorador Dielétrico (<i>Dielectric Resonator</i>)
DRA	Antena Ressoradora Dielétrica (<i>Dielectric Resonator Antenna</i>)
EH	Modo Transversal Híbrido que apresenta componente de campo elétrico maior que a de campo magnético na direção de propagação
FEM	Método dos Elementos Finitos (<i>Finite Element Method</i>)
GNSS	Sistema de Navegação Global por Satélite (<i>Global Navigation Satellite System</i>)
HE	Modo Transversal Híbrido que apresenta componente de campo magnético maior que a de campo elétrico na direção de propagação
HEM	Modo Transversal Híbrido
HFSSTM	<i>High Frequency Structure Simulator</i>
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>)
INPE	Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais
LF	Largura de Feixe

LFMP	Largura de Feixe de Meia Potência
LHCP	Polarização Circular à Esquerda (<i>Left-Hand Circular Polarization</i>)
PCD	Plataforma de Coleta de Dados
PEC	Condutor Elétrico Perfeito (<i>Perfect Electric Conductor</i>)
PMC	Condutor Magnético Perfeito (<i>Perfect Magnetic Conductor</i>)
PML	Camada Perfeitamente Casada (<i>Perfectly Matched Layer</i>)
RFC	Relação Frente-Costas
RFID	Identificação por Radiofrequência (<i>Radio-Frequency Identification</i>)
RHCP	Polarização Circular à Direita (<i>Right-Hand Circular Polarization</i>)
SBCDA	Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais
SMA	Subminiatura Versão A (<i>Subminiature version A</i>)
TE	Modo Transversal Elétrico
TEM	Modo Transversal Eletromagnético
TM	Modo Transversal Magnético
UHF	Frequência Ultra-Alta (<i>Ultra High Frequency</i>)
VHF	Frequência Muito Alta (<i>Very High Frequency</i>)
VSWR	Relação de Ondas Estacionárias (<i>Voltage Standing-Wave Ratio</i>)
WiMAX	Interoperabilidade Mundial para Acesso em Micro-Ondas (<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>)
WLAN	Rede de Computadores Local sem Fio (<i>Wireless Local Area Network</i>)
WMAN	Rede Metropolitana sem Fio (<i>Wireless Metropolitan Area Network</i>)
WPAN	Rede Pessoal sem Fio (<i>Wireless Personal Area Network</i>)
XPD	Discriminação de Polarização Cruzada (<i>Cross-Polarization Discrimination</i>)

INTRODUÇÃO

A partir dos anos 1980, começou a ser desenvolvido e operado no Brasil, pelo Instituto Espacial de Pesquisas Espaciais (INPE), um sistema com a finalidade de monitoramento ambiental por satélites. Tais sistemas são compostos por satélites, estações de controle/recepção e cerca de 800 plataformas automáticas de coleta de dados ambientais (PCDs) e boias oceanográficas espalhadas em todo o território nacional e no mar. Esse sistema fornece ao país dados para várias aplicações, como previsão meteorológica e climática, estudo de correntes oceânicas, controle da poluição, entre outras (CARVALHO *et al.*, 2013; YAMAGUTI; ORLANDO; PEREIRA, 2009).

Segundo Yamaguti, Orlando & Pereira (2009), em 1993, iniciou-se a operação do Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais (SBCDA), com o lançamento do satélite denominado SCD-1. Os sistemas operam em duas faixas de frequência UHF para recepção dos dados transmitidos pelas plataformas de coleta de dados *uplink* (enlace de subida), em torno de 401,62 MHz e 401,65 MHz. Os sinais recebidos pelos satélites são retransmitidos para o solo (enlace de descida ou *downlink*) nas frequências de 2.267,52 MHz (banda S) e 462,5 MHz.

Como os satélites do SBCDA já estão em operação há muitos anos e próximos ao fim da suas vidas úteis, faz-se necessário o desenvolvimento e a reposição de novos satélites para a composição do segmento espacial. Visando atender tal necessidade com uma opção tecnologicamente mais avançada e sob custos reduzidos, o INPE desenvolveu o projeto CONASAT (Constelação de Nano Satélites para Coleta de Dados Ambientais) com o apoio da Agência Espacial Brasileira (AEB) e do Ministério da Ciência, Tecnologia e Inovação. A missão do CONASAT consiste no desenvolvimento de uma constelação de nanossatélites, cada um com estrutura física de tamanho 8U, equivalente a um cubo de arestas medindo cerca de 20 cm (CARVALHO *et al.*, 2013), conforme ilustrado na Figura 1a.

A proposta inicial do CONASAT seria utilizar antenas dipolo *deployable* (expansíveis por dispositivo mecânico), com operação nas faixas de frequências de 130 MHz a 165 MHz (VHF) e de 390 MHz a 450 MHz (UHF). Nas diversas faces do nanossatélite cúbico, estarão presentes painéis solares para suprimento de energia, bem como quatro abas articuladas posicionadas

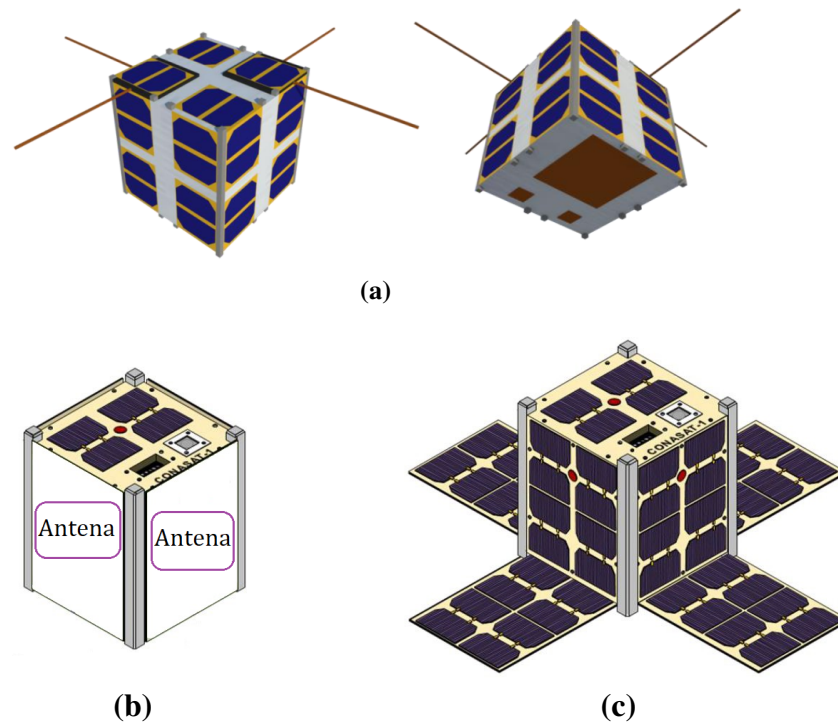


Figura 1: Ilustração da plataforma 8U. (a) Modelo geral. (b) Abas recolhidas com antenas receptoras nos lados externos. (c) Abas abertas com painéis solares nos lados internos. Fonte: Carvalho *et al.* (2013), INPE (2017).

sobre quatro faces para maior captação de energia. Visando aproveitar o espaço disponível nas abas após abertas, identificou-se a possibilidade de cada uma acomodar uma antena no lado oposto ao dos painéis solares para a recepção dos dados provenientes das PCDs (INPE, 2017), como mostrado nas Figuras 1b e 1c. Logo, cada antena deve possuir dimensões máximas menores do que 20 cm no plano xy . As antenas a serem posicionadas nas abas podem formar um arranjo planar de quatro antenas, desde que seja empregado um circuito de alimentação com quatro saídas na face central às abas.

1.1 Motivação

A antena ressoadora dielétrica (DRA) é uma forte candidata a operação em nanossatélites, uma vez que apresenta inúmeras vantagens. Petosa (2007), Luk & Leung (2003) citam como vantagens: peso leve, baixo perfil, baixo custo, ampla largura de banda, alta eficiência, possibilidade do emprego de geometrias simples e o baixo custo de fabricação, as quais proporcionam ao projetista um alto grau de flexibilidade e versatilidade, uma vez que o seu projeto pode ser ajustável a vários requisitos físicos e elétricos, o que atende a uma variedade de aplicações em comunicações (PETOSA, 2007).

A grande vantagem da utilização deste tipo de antena é a miniaturização, uma vez que o comprimento de onda no dielétrico é menor do que o comprimento de onda no espaço livre, sendo inversamente proporcional à permissividade relativa do material que compõe o ressonador dielétrico. Além disso, em frequências altíssimas, como em ondas milimétricas, a sua utilização representa uma solução atrativa, pois proporciona perdas muito menores do que as tradicionais antenas metálicas (LUK; LEUNG, 2003).

Diante das inúmeras vantagens, as antenas ressoadoras dielétricas podem ser empregadas em muitas aplicações no campo das telecomunicações, como sistemas de comunicação por satélite (COULIBALY; DENIDNI; TALBI, 2006; NGUYEN-BICH; CHU-BA; DAO-NGOC, 2012), telefonia celular (HUITEMA *et al.*, 2009; ROSLAN *et al.*, 2014), redes de computadores locais sem fio (WLANs, do inglês *Wireless Local Area Networks*) (KUMAR; GUPTA, 2015), WiMAX⁵ (BEMANI; NIKMEHR; YOUNESIRAAD, 2011; SHARMA; DAS; GANGWAR, 2016), RFID⁶ (ZAINUD-DEEN; MALHAT; AWADALLA, 2012), Bluetooth, além de radares, sistemas sem fio na faixa de ondas milimétricas (ELKARKRAOUI *et al.*, 2013; LAI *et al.*, 2010; ABDEL-WAHAB; BUSUIOC; SAFAVI-NAEINI, 2011; SALLAM *et al.*, 2015), entre outras.

Na literatura, é bastante comum a comparação entre as DRAs e as antenas de microfita, uma vez que são dois tipos de antenas muito utilizadas em aplicações na faixa de micro-ondas e possuem algumas características em comuns, pois comportam-se como cavidades ressonantes (LUK; LEUNG, 2003). O uso desses dois tipos de antenas para aplicações sem fio é bastante vantajoso, uma vez que cumprem várias das exigências, tais como alta eficiência, baixo perfil e tamanho reduzido (LUK; LEUNG, 2003; PETOSA, 2007). No entanto, as DRAs possuem uma boa largura de banda se comparadas com as antenas de microfita, algo em torno de 10% da frequência central para $\epsilon_r = 10$, por exemplo. Isso ocorre porque, diferentemente da antena de microfita, a DRA irradia por toda a sua superfície, com exceção da região aterrada, isto é, a parte que fica em contato com o plano de terra (LUK; LEUNG, 2003). Outras vantagens importantes em relação às antenas de microfita é a ausência de ondas de superfície na DRA,

⁵WiMAX significa Interoperabilidade Mundial para Acesso em Micro-Ondas, do inglês *Worldwide Interoperability for Microwave Access*. Nome dado ao padrão IEEE 802.16 publicado em 8 de abril de 2002, que especifica uma interface para redes metropolitanas sem fio (WMAN, do inglês *Wireless Metropolitan Area Network*). O padrão WiMAX tem como objetivo estabelecer conectividade em banda larga para usuários fixos ou móveis na última milha (ou *last mile*, parte final da infraestrutura de conexão de banda larga). Sua grande proposta é fornecer acesso com um alcance maior, sem limitações de distância e sem que haja maiores investimentos em uma infra-estrutura de alto custo. Maiores detalhes podem ser obtidos em Araujo (2010).

⁶RFID significa Identificação por Radiofrequência (do inglês *Radio-Frequency Identification*). Trata-se de uma tecnologia que utiliza ondas eletromagnéticas para identificação automática e transmissão de dados sem fio entre um leitor e etiquetas de identificação (ou *tags*). A comunicação entre esses dispositivos é realizada no sentido de armazenar ou recuperar informações. Maiores detalhes sobre a tecnologia RFID podem ser obtidos em Pedro (2012).

desde que esteja posicionada diretamente sobre um plano de terra, e a ausência de perdas por condução (MONGIA; BHARTIA, 1994).

1.2 Objetivos

Neste trabalho, propõe-se uma antena ressoadora dielétrica compacta, circularmente polarizada com único ponto de alimentação, de baixo perfil e com frequência de operação próxima daquela utilizada no SBCDA. Tendo em vista o espaço físico limitado de um nanossatélite de formato 8U, a redução de volume da antena somada à operação com polarização circular compõem o objetivo principal.

Os resultados desta pesquisa deverão atender aos seguintes objetivos específicos:

- A frequência central de operação da antena deverá ser igual a 401,6 MHz ou apresentar ligeiro deslocamento, mantendo-se entre 401 MHz e 402 MHz, aproximadamente;
- O comprimento e a largura do plano de terra a ser utilizado devem ser iguais a 20 cm, equivalente à aresta de um nanossatélite de estrutura 8U;
- A antena deverá operar com polarização circular à direita com único ponto de alimentação e possuir largura de banda com polarização circular aceitável;
- O ganho com polarização circular à direita deverá ser maior do que o ganho do dipolo de meia onda;
- A antena deverá possuir baixo perfil;
- As dimensões da antena no plano xy (base da antena) deverão ser projetadas de forma que, em uma etapa posterior a este trabalho, a mesma possa ser disposta juntamente com mais outras três DRAs idênticas em um arranjo planar de quatro antenas sequencialmente rotacionadas em um plano de terra de mesmo tamanho, no sentido de proporcionar aumento do ganho e da largura de banda com polarização circular. Após isso, será projetado um outro arranjo de antenas que representará as quatro abas de um nanossatélite 8U abertas (através de um dispositivo mecânico), totalizando 16 elementos.

1.3 Relevância

Almeja-se proporcionar um estudo inicial da utilização de antenas ressoadoras dielétricas em satélites miniaturizados que trabalham com frequências de operação mais baixas (relativas

às frequências de operação encontradas na literatura para este tipo de antena) para determinadas aplicações, como 401 MHz no *up-link* de dados do SBCDA (na faixa de UHF), bem como incentivar o estudo de DRAs em frequências menores ainda, como na faixa de VHF. Tendo em vista o alto potencial de miniaturização proporcionado pelas antenas ressoadoras dielétricas, este trabalho representa um grande avanço na redução do tamanho de uma antena necessária para comunicações em nanossatélites de formato 8U ou até mesmo em satélites de tamanhos menores que este. Além disso, espera-se que o projeto desta antena contribua com a comunidade científica no estudo de antenas miniaturizadas.

1.4 Organização da dissertação

Este trabalho está organizado em seis capítulos. O Capítulo 2 apresenta a fundamentação teórica a respeito das DRAs, desde um breve histórico até uma análise dos modos ressonantes de uma DRA cilíndrica e de setor cilíndrico. O Capítulo 3 apresenta os principais conceitos e técnicas sobre polarização circular em DRAs, seguido de uma abordagem com ênfase à técnica de único ponto de alimentação, destacando os trabalhos mais relevantes encontrados na literatura. O Capítulo 5 descreve o desenvolvimento do trabalho, apresentando a modelagem da DRA proposta, os resultados iniciais obtidos que justificaram decisões tomadas durante as diversas fases do projeto. O Capítulo 6 apresenta e discute os resultados mais relevantes deste trabalho, estabelecendo sempre que possível relação entre os resultados obtidos e os princípios estudados na literatura. Finalmente, o Capítulo 7 apresenta as conclusões e propostas futuras para o projeto.

ANTENAS RESSOADORAS DIELÉTRICAS

Neste capítulo, será apresentado um breve histórico das antenas ressoadoras dielétricas, seguido pelas propriedades dos ressoadores dielétricos, conceito e principais características das DRAs, tipos básicos, métodos de alimentação e modos de ressonância. Logo após, será dada ênfase às DRAs cilíndricas contemplando uma análise da frequência de ressonância, seguida da análise de DRAs de setor cilíndrico.

2.1 Histórico

O primeiro estudo envolvendo dielétricos como ressoadores em micro-ondas foi realizado por Richtmyer (1939) na forma de toroides e esferas, que mais tarde tiveram suas distribuições de campos eletromagnéticos e seus modos ressonantes analisados por Okaya & Barash (1962). No final da década de 1960, o desenvolvimento de materiais cerâmicos com baixas perdas proporcionou o emprego de ressoadores dielétricos como elementos de aplicações envolvendo circuitos, tais como osciladores e filtros, o que representou uma alternativa mais compacta em relação aos ressoadores de cavidade feitos a partir de trechos curtos de guias de onda, oferecendo uma tecnologia mais acessível para a integração em circuitos impressos (COHN, 1968; KAJFEZ; GUILLON, 1998).

Para que fosse possível manter um alto fator de qualidade nos projetos de filtros e osciladores, os ressoadores dielétricos geralmente eram blindados. Entretanto, ao retirar tal blindagem e alimentá-los apropriadamente para excitar seus modos correspondentes, constatou-se que tais ressoadores poderiam irradiar eficientemente (PETOSA, 2007). A ideia de utilizar um ressoador dielétrico como antena só amadureceu após a publicação em 1983 de um artigo sobre antena ressoadora dielétrica cilíndrica por Long, McAllister & Shen. Em seguida, foram investigadas as DRAs retangulares (MCALLISTER; LONG; CONWAY, 1983) e hemisféricas (MCALLISTER; LONG, 1984). Tais estudos moldaram os alicerces dos estudos futuros das DRAs (LUK; LEUNG, 2003). Na mesma década, também foram propostos os primeiros arranjos linear (BIRAND; GELSTHORPE, 1981) e planar (HANEISHI;

TAKAZAWA, 1985) de DRAs.

No início dos anos 1990, grande ênfase foi dada aos estudos de várias técnicas de alimentação para excitar as DRAs, como também de métodos numéricos e analíticos para determinar a impedância de entrada e o fator de qualidade. Vários desses trabalhos estão sumarizados em um artigo de revisão conduzido por Mongia & Bhartia (1994), no qual também foi proposta uma padronização para nomenclatura dos modos e o conjunto de equações para determinar a frequência de ressonância e o fator de qualidade dos diversos formatos de DRA (PETOSA, 2007). Posteriormente, vários avanços no estudo das DRAs foram destacados em Petosa *et al.* (1998).

Desde o final dos anos 1990, esforços estão sendo feitos em projetos de DRAs compactas visando a aplicação em dispositivos portáteis sem fio, assim como novas geometrias e antenas híbridas com largura de banda aprimorada para atender às exigências dos sistemas emergentes de banda larga (PETOSA, 2007).

2.2 Ressonadores Dielétricos e Suas Propriedades

Os dielétricos são materiais conhecidos por apresentarem baixa condutividade elétrica (BALANIS, 2012; GRIFFITHS, 2013). Ao submeter um material dielétrico a um campo eletromagnético, as cargas positivas e negativas não se movem para a superfície do material, como ocorre em condutores. Ao invés disso, são formados vários dipolos elétricos, processo este chamado de polarização. Os dipolos interagem com o campo eletromagnético aplicado, o que proporciona ao material a capacidade de armazenar energia elétrica semelhantemente a uma mola quando é esticada (BALANIS, 2012). Graças a isso, os materiais dielétricos são utilizados na fabricação de filtros, osciladores e antenas.

Uma peça constituída de material cerâmico dielétrico é chamada de ressonador dielétrico (DRs, do inglês *dielectric resonators*), a qual pode assumir diferentes formas geométricas. Suas dimensões físicas e permissividade relativa (também chamada de constante dielétrica) e modo de ressonância determinam sua frequência de ressonância (RAJPUT *et al.*, 2012; KAJFEZ; GUILLON, 1998), além dos seus arredores imediatos (SEBASTIAN, 2008).

A propagação de ondas eletromagnéticas na matéria é regida por três propriedades inerentes ao material, a permissividade elétrica ϵ , a permeabilidade magnética μ e a condutividade σ (BALMAN; JORDAN, 1968; KRAUS, 1992; ORFANIDIS, 2002; SADIKU, 2012; GRIFFITHS, 2013; BALANIS, 2012). Os DRs geralmente possuem como características principais alta permissividade relativa ϵ_r , baixo fator de dissipação, alto fator de qualidade

Q e coeficiente de temperatura de frequência de ressonância τ_f próximo a zero (SEBASTIAN, 2008). DRs com alta ϵ_r são utilizados em estações móveis, como aparelhos celulares, onde a miniaturização do dispositivo é um fator importantíssimo. Além disso, DRs de baixa permissividade podem ser usados em comunicação em ondas milimétricas e também em substratos para circuitos de micro-ondas integrados, enquanto que DRs com valores médios de ϵ_r , geralmente na faixa de 25 a 50, são utilizados para comunicações por satélite e em estações rádio-base de telefonia celular (SEBASTIAN, 2008).

Um DR que apresente geometria regular, alta ϵ_r e alimentado na direção apropriada pode confinar energia eletromagnética no seu interior em certas frequências, devido a múltiplas reflexões totais internas (SEBASTIAN, 2008; ZHANG; LI, 2008). O armazenamento de energia ocorre porque a fronteira entre o ar e o dielétrico atua quase como uma parede do tipo condutor elétrico perfeito (PEC, do inglês *perfect electric conductor*) ou uma condição de curto-circuito no sentido de propagação do ar para o dielétrico, e quase como um circuito aberto no sentido dielétrico para o ar. Consequentemente, do dielétrico para o ar pode-se usar uma superfície do tipo condutor magnético perfeito (PMC, do inglês *perfect magnetic conductor*), em que as componentes tangenciais do campo magnético serão nulas. O coeficiente de reflexão de uma onda plana com incidência normal na fronteira do dielétrico para o ar é dado pela Equação (2.1), com $\epsilon_r \gg 1$ (POZAR, 2012; BALANIS, 2012; ZHANG; LI, 2008; BONDESON; RYLANDER; INGELSTRÖM, 2012). Entretanto, parte da energia está propensa a irradiar, conforme mostrado na Figura 2 (SEBASTIAN, 2008).

$$\Gamma = \frac{\sqrt{\epsilon_r} - 1}{\sqrt{\epsilon_r} + 1} \quad (2.1)$$

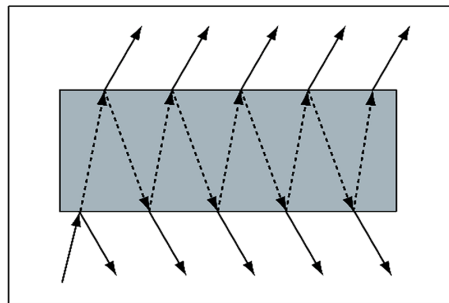


Figura 2: Representação de múltiplas reflexões internas do campo eletromagnético no interior de um dielétrico. Fonte: Sebastian (2008).

De acordo com a Equação (2.1), quando ϵ_r tende ao infinito, Γ tende a 1. Altos valores de ϵ_r proporcionam maior confinamento de energia, menos perdas por irradiação e melhor miniaturização. Contudo, resultam em maiores perdas dielétricas. Se comparado a uma

cavidade ressonante metálica¹, o DR apresenta menor tamanho desde que ϵ_r seja maior que 1 (SEBASTIAN, 2008).

A permissividade ϵ de um material dielétrico indica a sua capacidade de armazenar energia quando está submetido a um potencial, e está relacionada com a polarização e a capacitância (BALANIS, 2012; SEBASTIAN, 2008). A permissividade pode ser escrita como um valor relativo à do espaço livre ϵ_0 , sendo chamada de permissividade relativa ϵ_r ou constante dielétrica, dada pela Equação (2.2) (BALMAN; JORDAN, 1968; KRAUS, 1992; SADIKU, 2012; GRIFFITHS, 2013; BALANIS, 2012).

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} \quad (2.2)$$

onde $\epsilon_0 = 8,854 \times 10^{-12}$ F/m.

Na miniaturização de DRs, geralmente são utilizados materiais com altos valores de ϵ_r . A miniaturização de um DR é possível porque o comprimento de onda guiado dentro de um material dielétrico, dado pela Equação (2.3), é inversamente proporcional à raiz quadrada da sua permissividade relativa. Com isso, as suas dimensões físicas podem ser diminuídas à medida que o comprimento de onda também é diminuído (WERSING, 1996; REANEY; IDDLES, 2006; SEBASTIAN, 2008).

$$\lambda_d = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.3)$$

onde λ_d é o comprimento de onda guiado e λ_0 é o comprimento de onda no vácuo. A velocidade relativa que um sinal elétrico pode viajar em um determinado meio material é limitada pela permissividade deste material. Valores baixos de permissividade resultam em altas velocidades de propagação (SEBASTIAN, 2008). Para materiais dielétricos operando em micro-ondas, $\sqrt{\epsilon_r}$ é comumente chamado de índice de refração (SEBASTIAN, 2008; BALANIS, 2012).

O fator de qualidade Q , comumente associado a ressoadores em micro-ondas, é uma medida que relaciona a energia armazenada no interior de um ressonador com as suas perdas, representado pela Equação (2.4). Para um ressonador em micro-ondas, há quatro tipos de perdas: dielétrica, de condução, de irradiação e externa (KAJFEZ; GUILLON, 1998; SEBASTIAN, 2008; POZAR, 2012).

¹Para maiores detalhes sobre cavidades ressonantes e aprofundamento em ressoadores dielétricos, pode-se consultar Kajfez & Guillon (1998).

$$Q = 2\pi \frac{\text{Energia Máxima Armazenada por Ciclo}}{\text{Energia Média Dissipada Por Ciclo}} = 2\pi \frac{W_0}{P_{diss}T} = \frac{\omega_0 W_0}{P_{diss}} \quad (2.4)$$

onde W_0 é a energia armazenada, ω_0 é a frequência de ressonância (angular), T é o período ($2\pi/\omega_0$) e P_{diss} é a potência dissipada. Os fatores de qualidade dielétrico, de condução e irradiação são definidos, respectivamente, pelas Equações (2.5) a (2.7) (SEBASTIAN, 2008).

$$Q_d = 2\pi \frac{W_0}{P_d T} = \frac{\omega_0 W_0}{P_d} \quad (2.5)$$

$$Q_c = \frac{\omega_0 W_0}{P_c} \quad (2.6)$$

$$Q_i = \frac{\omega_0 W_0}{P_i} \quad (2.7)$$

nas quais P_d , P_c e P_i são, respectivamente, as potências dissipadas no dielétrico, no condutor e por irradiação.

O fator de qualidade do próprio ressonador, desconsiderando efeitos de carga externa, é chamado de fator de qualidade não carregado Q_u (*unloaded*) (POZAR, 2012). Q_u pode ser relacionado com os outros fatores de acordo com a Equação (2.8) (KAJFEZ; GUILLON, 1998; SEBASTIAN, 2008).

$$\frac{1}{Q_u} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_i} \quad (2.8)$$

Quando o ressonador está submetido a um campo eletromagnético, pode-se calcular o fator de qualidade total ou carregado Q_L (*loaded*) através da Equação (2.9).

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_i} + \frac{1}{Q_{ext}} = \frac{1}{Q_u} + \frac{1}{Q_{ext}} \quad (2.9)$$

onde Q_L^{-1} é a perda total do sistema e Q_{ext}^{-1} representa as perdas externas que podem surgir. Como exemplo de perda externa, considere o acoplamento por proximidade entre uma ressonador e uma sonda metálica. Os campos eletromagnéticos no entorno da sonda são induzidos no ressonador. Entretanto, a presença da sonda nas linhas de campo do ressonador pode acarretar perdas adicionais. Segundo Sebastian (2008), o valor de Q_L pode ser obtido a partir da curva de ressonância da amplitude do sinal transmitido, mostrada na Figura 3, e é dado pela Equação (2.10), onde Δf_{-3dB} é a largura de banda (BW), definida como a largura entre os pontos de

meia potência (-3 dB, ou 3 dB abaixo do pico) e f_0 é a frequência de ressonância. O valor de BW é inversamente proporcional a Q_L , característica que o torna uma medida de seletividade do ressonador numa dada frequência.

$$Q_L = \frac{f_0}{\Delta f_{-3dB}} \quad (2.10)$$

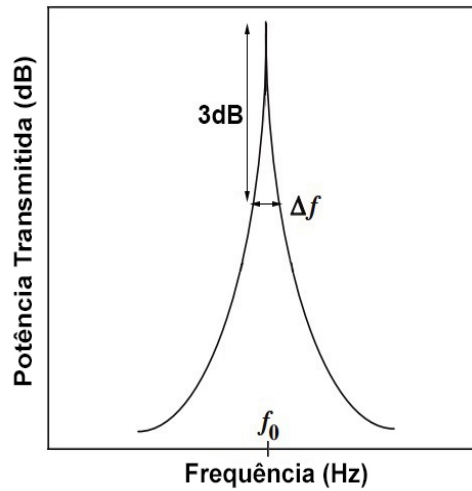


Figura 3: Potência transmitida em função da frequência.

A presença de perdas no material resulta no deslocamento da frequência de ressonância (KAJFEZ; GUILLON, 1998). A perda dielétrica de um ressonador é composta pela soma das perdas intrínsecas² e extrínsecas³, tais perdas podem ser medidas através de outro parâmetro importante para um ressonador, a tangente de perdas dielétricas $\text{tg}\delta_\epsilon$, dada pela Equação (2.11). Este parâmetro indica a quantidade de dissipação de energia elétrica devido a vários processos físicos, tais como condução elétrica, relaxação dielétrica, ressonância dielétrica e perdas a partir de processos não lineares (KRUPKA, 2006; SEBASTIAN, 2008). O termo é atribuído à tangente do ângulo entre as permissividades real e imaginária (ORFANIDIS, 2002; CHEN *et al.*, 2004; BALANIS, 2012), que estão relacionadas com as componentes resistiva e reativa de um campo eletromagnético.

$$\text{tg}\delta_\epsilon = \frac{\sigma}{\omega\epsilon_0\epsilon_r} \quad (2.11)$$

onde σ é a condutividade do meio. O inverso do valor de $\text{tg}\delta_\epsilon$ é frequentemente utilizado

²As perdas intrínsecas ocorrem em cristais perfeitos e dependem da estrutura cristalina atribuídas à interação do sistema de fônons com o campo incidente.

³As perdas extrínsecas são causadas por diferentes tipos de defeitos na estrutura cristalina, os quais apresentam diferentes dependências de frequência e temperatura (podem ser reduzidas ao mínimo ou até mesmo eliminadas por processamento material apropriado).

como o valor do fator de qualidade desde que as perdas externas, por condução e irradiação sejam insignificantes (CHEN *et al.*, 2004; SEBASTIAN, 2008; POZAR, 2012). Contudo, tal definição não apresenta grande significância no estudo do comportamento do fator de qualidade nas comunicações por micro-ondas (REANEY; IDDLES, 2006), sendo a Equação (2.10) a mais utilizada.

A frequência de ressonância exata de um DR, devido a tolerâncias da própria inserção no circuito e à expansão térmica, não pode ser prevista com tanta precisão (BUER; EL-SHARAWY, 1995). A expansão térmica altera ligeiramente as dimensões do DR, e consequentemente f_0 . O coeficiente de temperatura da frequência de ressonância τ_f é o parâmetro que indica o quanto a frequência de ressonância varia com a mudança de temperatura, ou seja, determina a estabilidade térmica do ressonador (KAJFEZ, 2001; SEBASTIAN, 2008). A sua origem está relacionada ao coeficiente de expansão linear, que afeta as dimensões e permissividade de um ressonador com a temperatura. O valor de τ_f pode ser calculado através da Equação (2.12).

$$\tau_f = -\alpha_L - \frac{\tau_\epsilon}{2} \quad (2.12)$$

em que α_L , dado pela Equação (2.13) é o coeficiente de expansão linear do material dielétrico e τ_ϵ , dado pela Equação (2.14), é o coeficiente de temperatura da permissividade (VENKATESH; MURTHY, 1999; REANEY; IDDLES, 2006; SEBASTIAN, 2008; SILVA; FERNANDES; SOMBRA, 2012).

$$\alpha_L = \frac{1}{L} \frac{\Delta L}{\Delta T^\circ} \bigg|_{T^\circ=T_0^\circ} \quad (2.13)$$

$$\tau_\epsilon = \frac{1}{\epsilon_r} \frac{\Delta \epsilon_r}{\Delta T^\circ} \bigg|_{T^\circ=T_0^\circ} \quad (2.14)$$

em que L é o comprimento de uma das dimensões do ressonador, ΔL é a variação do comprimento em questão e $\Delta \epsilon_r$ é a variação da permissividade relativa do dielétrico sob uma variação de temperatura ΔT° , onde cada temperatura avaliada T° corresponde àquela relativa a cada frequência de ressonância (T_0°). O valor de α_L em materiais sólidos deve ser constante em cada direção no espaço, a menos que seja formado por um material com características anisotrópicas de expansão. Para que as características de um DR não sejam modificadas com a temperatura em micro-ondas, é desejável que tenha um valor de τ_f menor ou igual a $10 \text{ ppm}/^\circ\text{C}^{-1}$, ou mais próximo possível de zero (KAJFEZ; GUILLON, 1998; VENKATESH; MURTHY, 1999;

SEBASTIAN, 2008).

O τ_f pode ser obtido experimentalmente através do deslocamento do pico da frequência de ressonância do modo TE_{011} ao variar lentamente a temperatura, com uma técnica chamada método de Courtney (COURTNEY, 1970; KAJFEZ; GUILLON, 1998; CHEN *et al.*, 2004; SEBASTIAN, 2008). Em 2012, Silva, Fernandes & Sombra publicaram um método alternativo ao de Courtney para a medição desse parâmetro. O método proposto baseia-se na medição do valor de τ_f a partir da variação da temperatura do modo dominante de uma antena ressoadora dielétrica, onde foi possível obtê-lo para amostras com tangente de perdas mais altas do que 10^{-2} , o que não é possível realizar utilizando-se o método de Courtney devido a algumas limitações.

Quando um DR não está inteiramente coberto por condutores em seu contorno e é devidamente alimentado, ele pode irradiar campos eletromagnéticos (PETOSA, 2007; RAJPUT *et al.*, 2012), agindo como um eficiente irradiador e sendo chamado de antena ressoadora dielétrica (DRA, do inglês *Dielectric Resonator Antenna*) (SEBASTIAN, 2008).

2.3 DRAs e Suas Características Básicas

Segundo Petosa *et al.* (1998), uma DRA é uma antena ressonante fabricada a partir de material dielétrico de micro-ondas com baixas perdas, cuja frequência de ressonância é predominantemente função do tamanho, forma e permissividade do material.

Várias das principais características das DRAs estão sumarizadas na lista abaixo, obtidas por meio de investigações em DRAs de formato simples, porém, aplicáveis de uma forma generalizada a todos os formatos (PETOSA, 2007).

- As dimensões são proporcionais a $\lambda_0/\sqrt{\epsilon_r}$, onde λ_0 é o comprimento de onda no espaço livre na frequência de ressonância e ϵ_r é a permissividade relativa do material;
- Para certa ϵ_r , a frequência de ressonância e o fator de qualidade são afetados pela razão de aspecto da DRA, o que permite maior flexibilidade de projeto;
- Podem ser usados vários valores de ϵ_r dentro de uma faixa que se estende de 8 até mais que 100, o que permite um maior controle e miniaturização do tamanho físico da DRA, assim como da sua largura de banda;
- As DRAs podem ser projetadas para operar dentro de uma ampla faixa de frequências compreendidas entre 1,3 GHz e 40 GHz, de acordo com a literatura avaliada por Petosa;

- Diferentes configurações simples de alimentação pode ser aplicadas, o que facilita a integração das DRAs com outras tecnologias existentes;
- No interior da DRA podem ser excitados diferentes modos de ressonância, muitos deles com padrões de irradiação semelhantes ao dipolo elétrico curto ou dipolo magnético curto, o que produz padrões em *broadside*⁴ ou omnidirecionais;
- Apresentam ausência de ondas de superfície e mínimas perdas por condução, o que proporciona uma boa eficiência de irradiação mesmo em frequências de ondas milimétricas, desde que seja selecionado um material com baixas perdas.

As DRAs podem ser fabricadas sob diferentes formas geométricas (LUK; LEUNG, 2003; PETOSA *et al.*, 1998; KISHK; ANTAR, 2007), tais como hemisférica, cilíndrica, retangular, triangular (LO *et al.*, 1999), calota esférica (LEUNG; LUK; YUNG, 1994), cônica (KISHK; GLISSON; YIN, 2001), entre outras. Algumas geometrias de DRAs estão representadas na Figura 4.

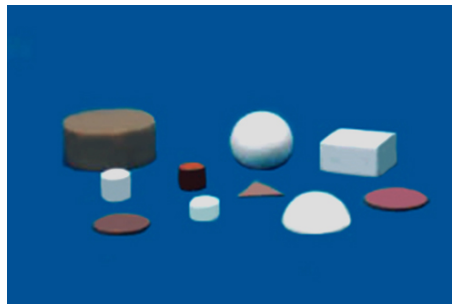


Figura 4: Diferentes geometrias de DRAs. Fonte: Luk & Leung (2003).

Quando devidamente alimentadas, as DRAs apresentam uma resposta em frequência que corresponde a uma ou várias formas de configuração de campos eletromagnéticos, os quais podem ser irradiados no espaço livre. A Seção 2.4 abordará esse tema.

2.4 Modos de Ressonância

As diferentes configurações de campos elétrico e magnético são chamadas de modos, e são soluções que satisfazem as equações de Maxwell e condições de contorno (BALANIS, 2012; GRIFFITHS, 2013; SADIKU, 2012). Em uma DRA, pode-se excitar vários modos com padrões de irradiação diferentes, como por exemplo, no formato cônico ou em *broadside* (PETOSA *et al.*, 1998). Estes modos dependem de alguns fatores, tais como geometria, material dielétrico

⁴Direção de irradiação transversal ao eixo da antena.

utilizado no DR, esquema e posição da alimentação (KUMAR *et al.*, 2006). A intensidade do campo em cada modo de ressonância depende da frequência de operação e também do posicionamento e orientação da alimentação (KISHK; ZUNOUBI; KAJFEZ, 1993). Cada modo de uma DRA apresenta distribuições exclusivas de campos internos e externos ao DR. Portanto, várias características de irradiação podem ser obtidas ao excitar diferentes modos em uma DRA (MONGIA; BHARTIA, 1994). O modo que apresenta a menor frequência de ressonância para certo tamanho do DR e determinado valor de ϵ_r é chamado de modo dominante (SADIKU, 2012).

Os diferentes modos em um DR se comportam como monopolos ou multipolos elétricos e magnéticos, tais como dipolos ou quadrupolos (KISHK; ANTAR, 2007). Em DRAs, a nomenclatura dos modos é muito importante, pois auxilia na identificação das regiões dentro do DR onde os campos elétricos e magnéticos serão mais intensos, o que possibilita uma melhor escolha do tipo e da posição da alimentação, otimizando a excitação da DRA. Desta forma, pode-se prever os padrões de irradiação dos campos distantes da DRA (PETOSA, 2007; CHEN; WANG, 2015).

Os modos presentes em uma DRA são (MONGIA; BHARTIA, 1994; LUK; LEUNG, 2003; PETOSA, 2007; CHEN; WANG, 2015):

- Transversal elétrico (TE);
- Transversal magnético (TM);
- Híbrido (HEM).

O modo TEM (Transversal Eletromagnético) é caracterizado por possuir valor zero para as componentes axiais dos campos elétrico e magnético ($E_z = 0, H_z = 0$), o que significa que ambos os campos $\mathbf{E}$ e $\mathbf{H}$ são transversais à direção de propagação da onda (SADIKU, 2012). O modo TEM não está nessa lista, pois os DRs não apresentam este tipo de modo, uma vez que estes não satisfazem as condições de contorno nas suas paredes (BALANIS, 2012).

O modo TE é caracterizado por ter valor nulo para a componente longitudinal do campo elétrico ($E_z = 0$) e valores diferentes de zero para a componente longitudinal do campo magnético ($H_z \neq 0$), considerando z como o eixo de propagação. As outras componentes do campo elétrico E_x e E_y são transversais a z . Isto significa que o campo $\mathbf{E}$ é transversal à direção de propagação da onda. O modo TM possui valor nulo para a componente longitudinal do campo magnético ($H_z = 0$) e valores não nulos para E_z ($E_z \neq 0$). As demais componentes do campo magnético H_x e H_y são transversais a z . Isto significa que o campo $\mathbf{H}$ é transversal

à direção de propagação da onda. No modo híbrido, tanto o campo $\mathbf{E}$ como o $\mathbf{H}$ não são transversais à direção de propagação e possuem valores diferentes de zero ($E_z \neq 0$ e $H_z \neq 0$) nessa direção (GRIFFITHS, 2013; POZAR, 2012; BALANIS, 2012; SADIKU, 2012; CHEN; WANG, 2015). Outra nomenclatura para os modos híbridos é HE, se E_z for a componente dominante em z , e EH, para H_z dominante (MONGIA; BHARTIA, 1994; PETOSA, 2007; BALANIS, 2012).

A Figura 5 mostra um exemplo de distribuições de campo de três modos diferentes em um DR cilíndrico. Com exceção do modo híbrido, os modos $TE_{01\delta}$ e $TM_{01\delta}$ são semelhantes, tendo como diferença a direção dos campos elétrico e magnético.

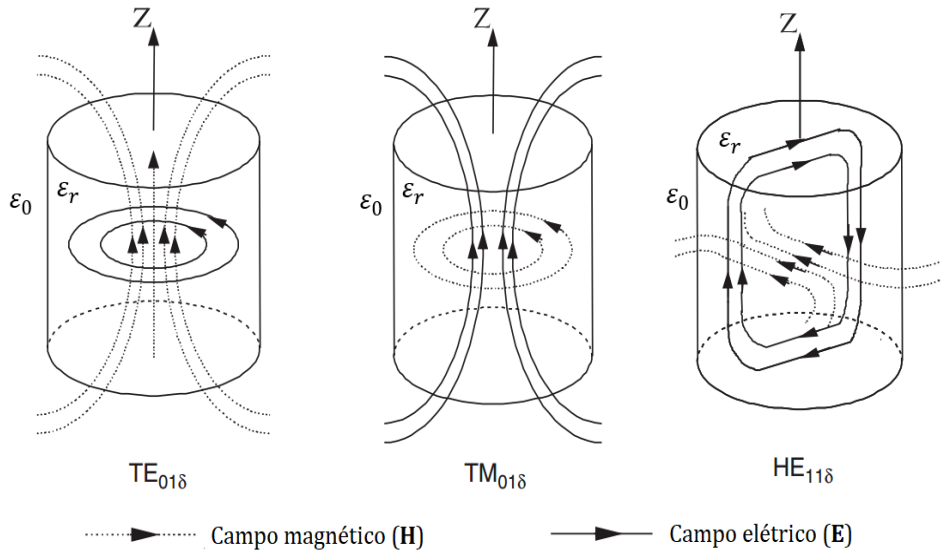


Figura 5: Ilustração das diferentes distribuições de campo em um DR cilíndrico. Fonte: Kishk & Antar (2007), adaptada.

Para indicar a variação dos campos no interior do ressonador ao longo das três dimensões, a cada família de modos são adicionados índices subscritos. Com base na publicação de Snitzer (1961) sobre a análise dos modos de ressonância em guias de onda dielétricos cilíndricos utilizando o sistema de coordenadas cilíndricas, e anos depois por Cohn (1968) para ressoadores dielétricos cilíndricos, Kobayashi & Tanaka (1980) propuseram uma nomenclatura para os modos TE, TM, HE e EH, que podem ser representados, respectivamente, por $TE_{mnp+\delta}$, $TM_{mnp+\delta}$, $HE_{mnp+\delta}$ e $EH_{mnp+\delta}$. O valor de m indica o número de ciclos completos do campo na direção azimutal, da forma $\sin(m\phi)$ ou $\cos(m\phi)$, $n = (1,2,3,\dots)$ indica a ordem de variação do campo ao longo da direção radial e $p + \delta$ indica a ordem de variação do campo ao longo da direção longitudinal z , com $p = (1,2,3,\dots)$. O valor de δ ($0 < \delta < 1$) indica uma fração de variação inferior a um ciclo completo de onda ao longo da direção z e depende da permissividade do ressonador ou do substrato e da proximidade com as superfícies metálicas

(MONGIA; BHARTIA, 1994; KISHK; ANTAR, 2007; PETOSA, 2007). Para altos valores de ϵ_r , δ aproxima-se de 1 (PETOSA, 2007), elevando o confinamento de energia dentro do ressonador.

A nomenclatura para modos de ressoadores de geometria retangular foi introduzida por Okaya & Barash (1962), baseada na publicação de Marcatali (1969), para guias dielétricos retangulares. Frequentemente, além dos subscritos representando a variação dos campos em cada uma das direções, utiliza-se um índice adicional sobrescrito indicando a direção cujo campo (elétrico ou magnético) é transversal à direção de propagação (MONGIA; BHARTIA, 1994; LUK; LEUNG, 2003; MONGIA; ITTIPIBOON, 1997; PETOSA, 2007). Dessa forma, os modos são representados como TE_{mnp}^x , TE_{mnp}^y , TE_{mnp}^z , TM_{mnp}^x , TM_{mnp}^y e TM_{mnp}^z .

Quando dois ou mais modos compartilham a mesma frequência de ressonância, estes modos são chamados de modos degenerados (SADIKU, 2012; BALANIS, 2012). Para entender o fenômeno de degenerescência em um DR, pode-se analisá-lo a partir de um guia de ondas. De acordo com Chen *et al.* (2004), a degenerescência em um guia de ondas cilíndrico pode ser de dois tipos, polar ou E-H. A degenerescência polar ocorre quando há dois tipos de distribuição de campo com o mesmo formato, porém, em planos de polarização perpendiculares um em relação ao outro. A degenerescência do tipo E-H acontece quando $J'_0(x) = -J_1(x)$, isto é, as i -ésimas raízes das funções de Bessel $J'_0(x)$ e $J_1(x)$, utilizadas no cálculo das frequências de ressonância, são as mesmas ($\mu_{0i} = \nu_{1i}$).

A Figuras 7 e 8 mostram distribuições de campos elétricos e magnéticos para os modos TE, TM e HEM de um DR cilíndrico isolado, ilustrado na Figura 6, sem alimentação, com 5,25 mm

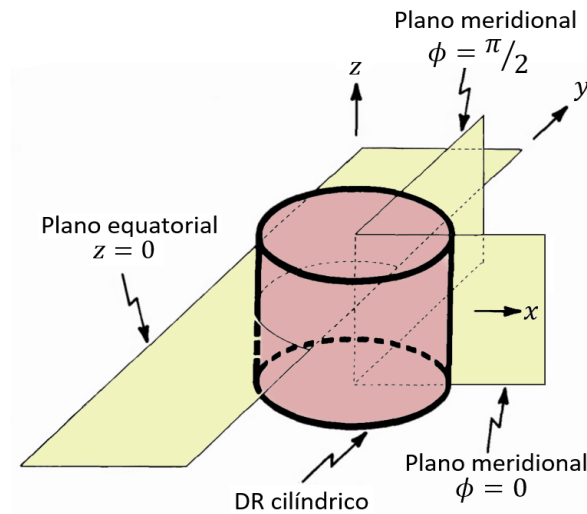


Figura 6: Ilustração dos planos equatorial e meridionais de um DR cilíndrico utilizado por Kajfez, Glisson & James. Fonte: Kajfez & Guillon (1998), adaptada.

de raio, 4,6 mm de altura e $\epsilon_r = 38$, frutos de um trabalho publicado por Kajfez, Glisson & James em 1984. Na Figura 7 são mostradas as configurações de campo dos modos transversais elétrico e magnético de menor ordem $TE_{01\delta}$ e $TM_{01\delta}$, respectivamente. Nas Figuras 8a-8d são exibidas as configurações de campo do modo híbrido de menor ordem $HEM_{11\delta}$, enquanto que 8e-8g e 8h-8k são relativas a outros modos híbridos com frequências bastante próximas ao de menor ordem. As componentes do campo elétrico dos modos $HEM_{11\delta}$ (Figura 8b) e $HEM_{21\delta}$ (Figura 8i) no plano equatorial são nulas por apresentarem simetria ímpar com este plano. Para isso, o campo $\mathbf{E}$ foi computado em um plano paralelo distante de 2,15 mm do plano equatorial central. Os autores justificam a degenerescência polar dos modos híbridos devido ao fato de seus campos possuírem dependência do ângulo ϕ na forma de $\sin(m\phi)$ ou $\cos(m\phi)$. Além disso, ressaltam que a frequência de ressonância do modo $HEM_{12\delta}$ é somente 5% mais alta que a do $HEM_{11\delta}$, e que a diferença das ressonâncias entre os modos $HEM_{12\delta}$ e $TM_{01\delta}$ é de apenas 3%.

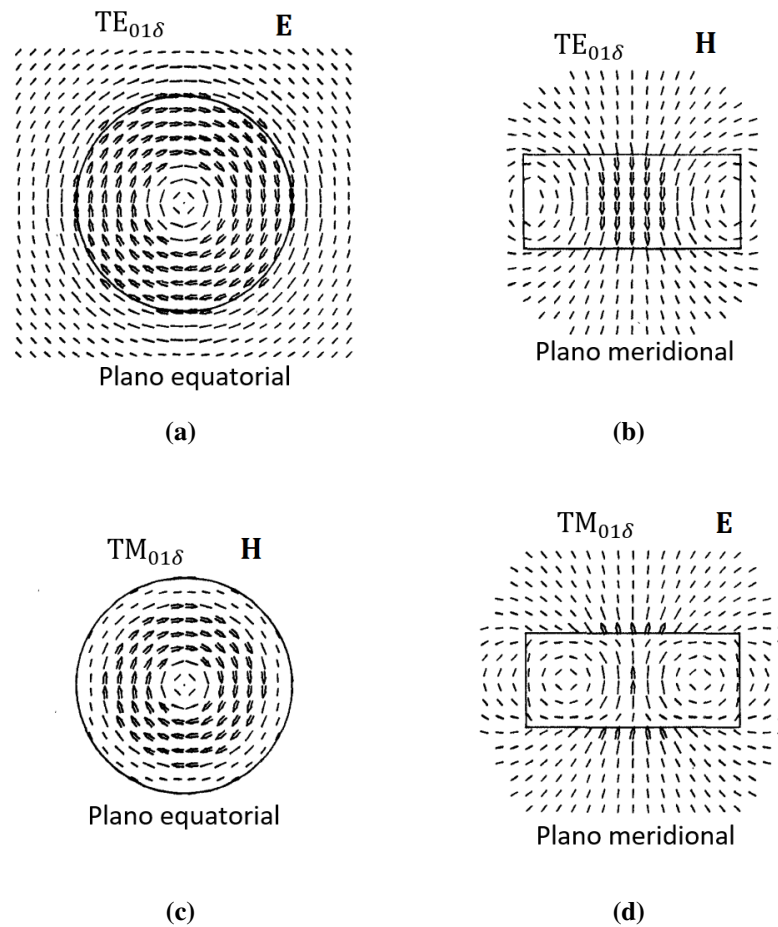


Figura 7: Distribuições de campo dos modos $TE_{01\delta}$ e $TM_{01\delta}$ em um DR cilíndrico. (a) Modo $TE_{01\delta}$, campo $\mathbf{E}$ no plano equatorial. (b) Modo $TE_{01\delta}$, campo $\mathbf{H}$ no plano meridional. (c) Modo $TM_{01\delta}$, campo $\mathbf{H}$ no plano equatorial. (d) Modo $TM_{01\delta}$, campo $\mathbf{E}$ no plano meridional. Fonte: Kajfez, Glisson & James (1984), adaptada.

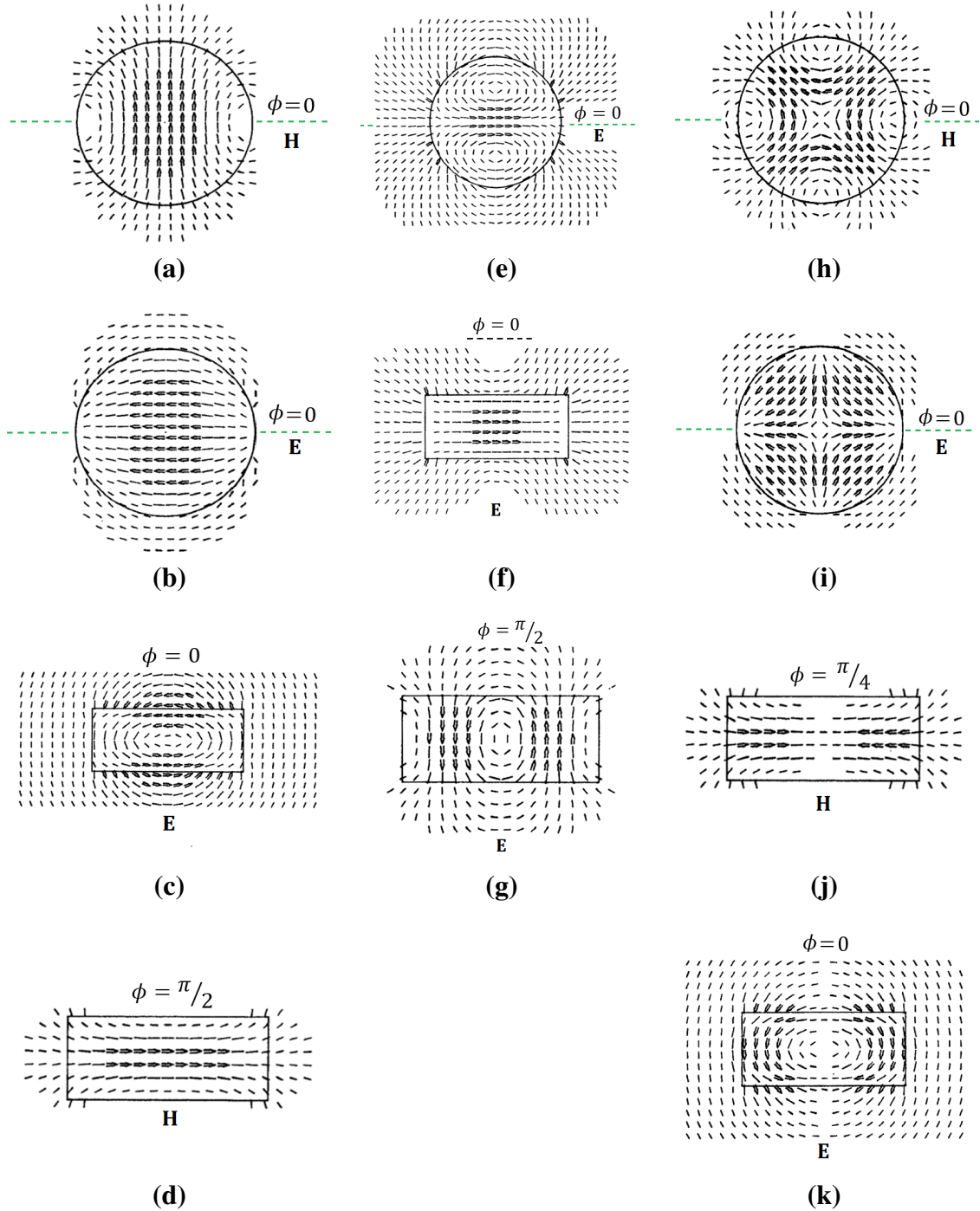


Figura 8: Distribuições de campo de alguns modos em um DR cilíndrico. (a),(b),(c),(d): Modo $\text{HEM}_{11\delta}$ - Campo $\mathbf{H}$ no plano equatorial, Campo $\mathbf{E}$ em um plano paralelo ao equatorial distante de 2,15 mm a partir do centro, Campo $\mathbf{E}$ no plano meridional $\phi = 0$. Campo $\mathbf{H}$ no plano meridional em $\phi/2$, respectivamente. (e),(f),(g): Modo $\text{HEM}_{12\delta}$ - Campo $\mathbf{E}$ no plano equatorial, Campo $\mathbf{E}$ no plano meridional em $\phi = 0$, Campo $\mathbf{H}$ no plano meridional em $\phi = \pi/2$, respectivamente. (h),(i),(j),(k): Modo $\text{HEM}_{21\delta}$ - Campo $\mathbf{H}$ no plano equatorial, Campo $\mathbf{E}$ em um plano paralelo ao equatorial distante de 2,15 mm a partir do centro, Campo $\mathbf{H}$ no plano meridional em $\phi = \pi/4$, Campo $\mathbf{E}$ no plano meridional em $\phi = 0$, respectivamente. Fonte: Kajfez, Glisson & James (1984), adaptada.

Dentre as várias geometrias que as DRAs podem assumir, as mais básicas e geralmente mais utilizadas são a hemisférica, a retangular e a cilíndrica. Neste capítulo, será dada ênfase às DRAs cilíndricas (Seção 2.6) e, por conseguinte, às DRAs de setor cilíndrico (Seção 2.6.1).

2.5 Métodos de Alimentação

A seleção do esquema de excitação das DRAs e a sua localização são tarefas que possuem um papel muito importante, pois determinam quais os modos que serão excitados, o que gera um impacto significativo na frequência de ressonância e no fator de qualidade. Além disso, as DRAs têm a capacidade de apresentar diferentes padrões de irradiação de acordo com a forma de excitação (PETOSA, 2007; KISHK; ANTAR, 2007).

Há diversas técnicas disponíveis para excitação de uma DRA, tais como a sonda coaxial, a microfita acoplada por *slot*, a própria microfita, o guia de ondas acoplado por *slot*, o guia imagem acoplado por *slot* ou o próprio guia imagem (LUK; LEUNG, 2003; PETOSA, 2007; KISHK; ANTAR, 2007). A Figura 9 mostra os tipos de alimentação mais conhecidos. Neste capítulo, será dada ênfase às técnicas de excitação por sonda (Seção 2.5.1) e microfita acoplada por *slot* (Seção 2.5.2).

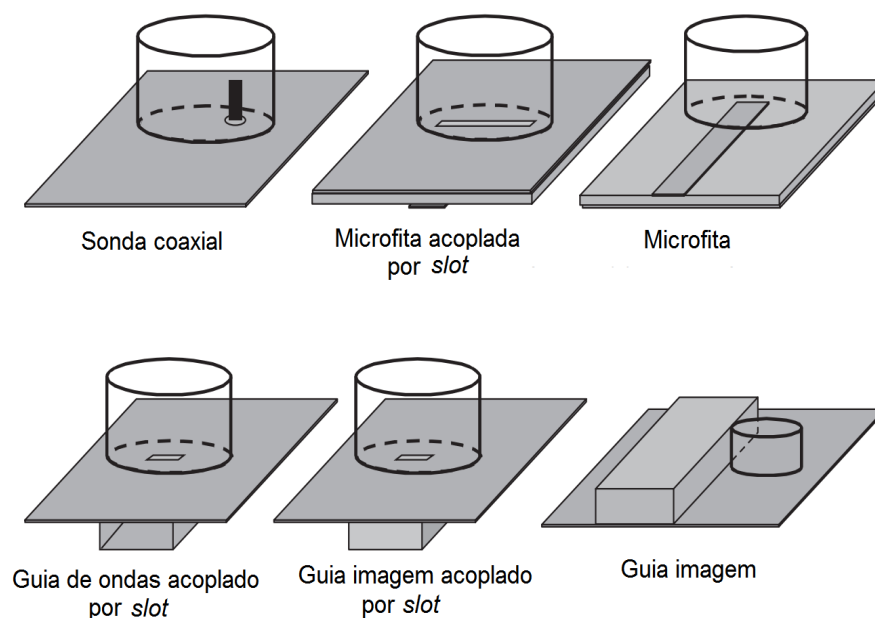


Figura 9: Diferentes mecanismos de excitação para DRAs. Fonte: Kishk & Antar (2007), adaptada.

De acordo com Petosa (2007), o nível de acoplamento eletromagnético é proporcional ao volume de interseção entre os campos $\mathbf{E}$ e $\mathbf{H}$ dentro do DR e à densidade volumétrica de corrente da fonte. É desejável a escolha do esquema e da posição de alimentação para que haja uma boa

transferência de energia ao ressoador. A Figura 10 exibe um esboço da distribuição dos campos $\mathbf{E}$ e $\mathbf{H}$ dos modos $\text{TM}_{01\delta}$ e $\text{HE}_{11\delta}$ dentro de uma DRA cilíndrica sob uma nova perspectiva. Para a visualização do modo $\text{TE}_{01\delta}$, basta inverter os símbolos. Conhecidas as distribuições espaciais de campo, prossegue-se com a escolha do melhor ponto de excitação da DRA. A Figura 11 exibe gráficos de intensidade de campo ao longo da extensão do raio do DR para os três tipos de modos, sendo, portanto, uma boa ferramenta para tomada de decisão a respeito da escolha da localização da alimentação.

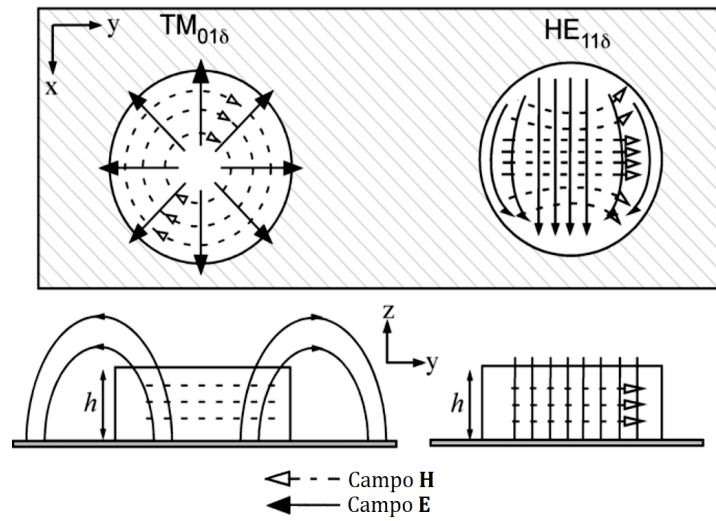


Figura 10: Esboço das configurações de campo de uma DRA cilíndrica. Fonte: Petosa (2007), adaptada.

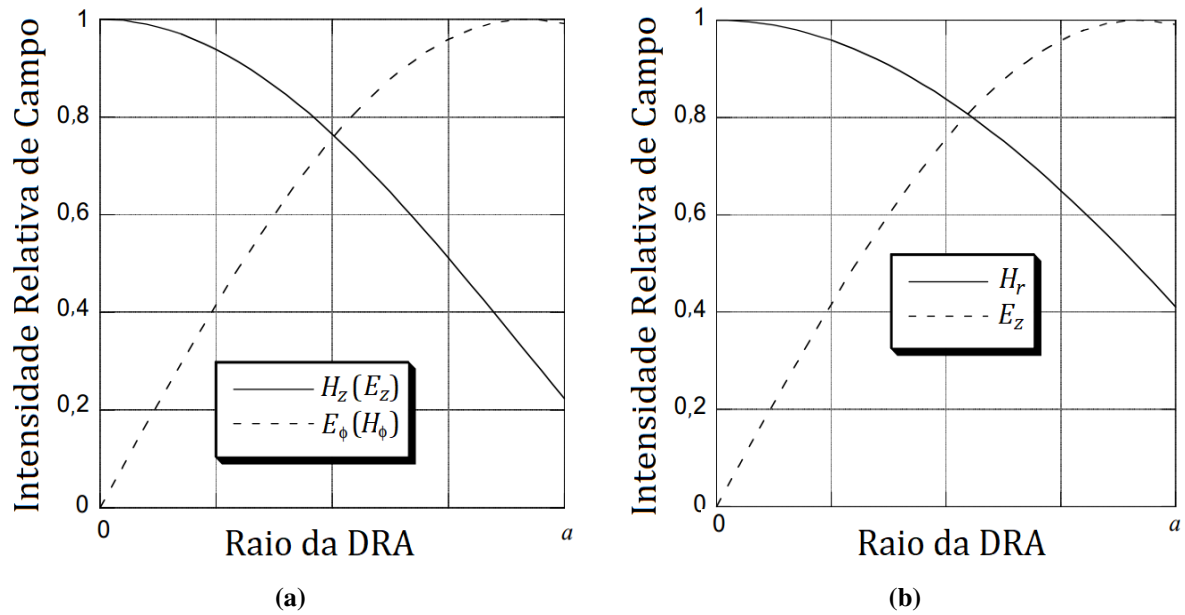


Figura 11: Exemplo de intensidade relativa de campo em uma DRA cilíndrica. (a) Modo $\text{TE}_{01\delta}$ ($\text{TM}_{01\delta}$). (b) Modo $\text{HE}_{11\delta}$. Fonte: Petosa (2007), adaptadas.

2.5.1 Alimentação por Sonda

A sonda é o tipo mais comum de alimentação de DRAs e possui a vantagem da praticidade de conectar a antena às tradicionais linhas de transmissão coaxiais, como por exemplo, de impedância característica de 50Ω , uma vez que conserva tal valor de impedância desde que não seja muito longa. Além disso, as sondas são úteis em frequências mais baixas, nas quais torna-se impraticável a alimentação por *slot*, devido a necessidade do aumento de suas dimensões (LUK; LEUNG, 2003; PETOSA, 2007). A sonda coaxial geralmente consiste em um pequeno prolongamento do condutor central (pino) de uma linha de transmissão coaxial que ultrapassa o plano de terra para a alimentação da DRA, como pode ser visto na Figura 12a. Adicionalmente, a sonda pode admitir formatos variantes, como o pino coaxial soldado a uma tira metálica ou uma tira metálica conectada a uma linha de microfita (Figura 12b). Em todos os casos, a sonda pode ser considerada como uma fonte de corrente elétrica vertical (Figura 12c). O nível de acoplamento pode ser ajustado com a altura da sonda ou a sua posição em relação à DRA. (LUK; LEUNG, 2003; PETOSA, 2007; KISHK; ANTAR, 2007).

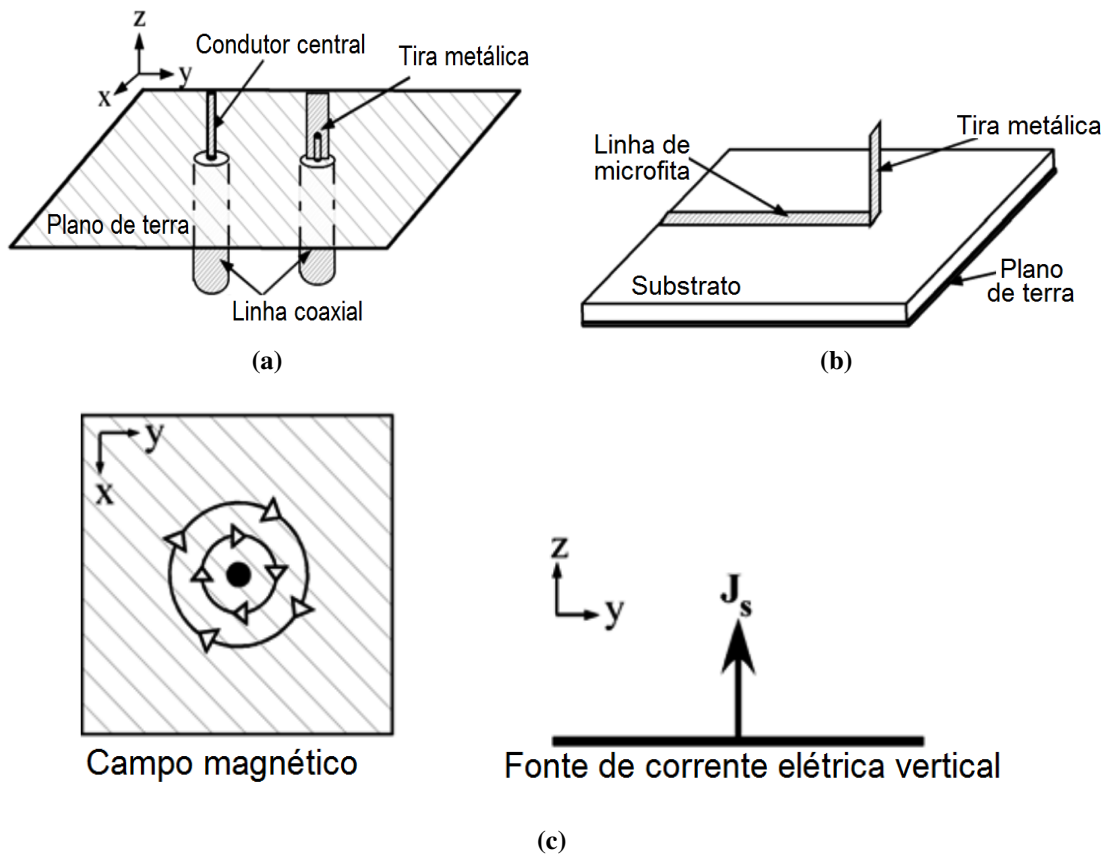


Figura 12: Alimentação por sonda. (a) Exemplos de sonda coaxial como pino central ou pino soldado em uma tira metálica. (b) Exemplo de tira metálica conectada a uma linha de microfita. (c) Ilustração do campo magnético e fonte de corrente equivalente. Fonte: Petosa (2007), adaptada.

A alimentação por sonda pode excitar diferentes modos na DRA, dependendo da sua posição. Para uma DRA cilíndrica, a sonda pode ser posicionada lateralmente ou no seu interior. Quando a sonda está no interior da DRA, será excitado o modo $TM_{01\delta}$, conforme ilustrado na Figura 13, gerando um padrão de irradiação semelhante ao de um monopolo elétrico vertical. Se a sonda for posicionada lateralmente à DRA, será excitado o modo $HE_{11\delta}$, de acordo com a Figura 14, gerando um padrão de irradiação semelhante ao de um dipolo magnético horizontal (MONGIA; BHARTIA, 1994; PETOSA, 2007).

A técnica de acoplamento lateral é a mais simples, uma vez que evita a perfuração do DR. Uma pequena lacuna de ar (*air gap*) existente entre a sonda e o DR pode alterar a permissividade efetiva da DRA, afetando diretamente no nível de acoplamento (LUK; LEUNG, 2003; PETOSA, 2007). Este efeito pode ser compensado pela parametrização dessa distância ou pela utilização de uma tira metálica impressa no DR e soldada na sonda coaxial ou acoplada a uma linha de microfita.

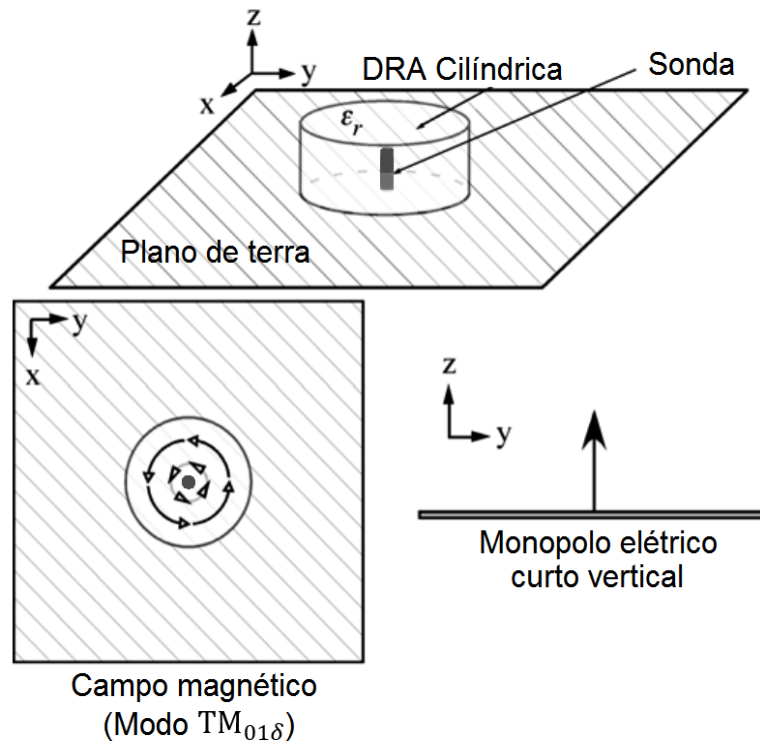


Figura 13: Excitação do modo $TM_{01\delta}$ por sonda coaxial em uma DRA cilíndrica. Fonte: Petosa (2007), adaptada.

2.5.2 Alimentação por *Slot*

Neste tipo de alimentação, a DRA é alimentada através de um *slot* (fenda) em um plano de terra sobre o qual está posicionada. Os *slots* podem assumir diferentes formatos, dentre

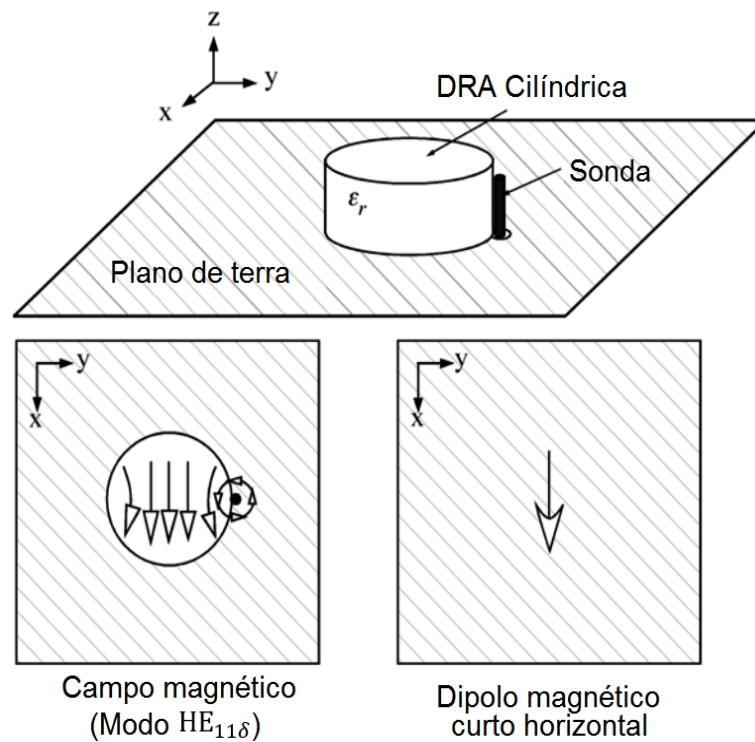


Figura 14: Excitação do modo $HE_{11\delta}$ por sonda coaxial em uma DRA cilíndrica. Fonte: Petosa (2007), adaptada.

eles, retangular (sendo o principal), anelar, em formato de C e cruzado (PETOSA, 2007), como mostrado na Figura 15. Os tipos de *slots* cruzado (HUANG; WU; WONG, 1999; HUANG; YANG, 1999; ALMPANIS; FUMEAUX; VAHLDIECK, 2006), anelar com *stubs* opostos (LEUNG; MOK, 2001) e anelar em formato de C (HUANG; KUO, 2002; SO; LEUNG; NG, 2004) são usados para geração de polarização circular. No Capítulo 3 serão mostrados os resultados de alguns trabalhos relevantes que abordam estes três últimos tipos.

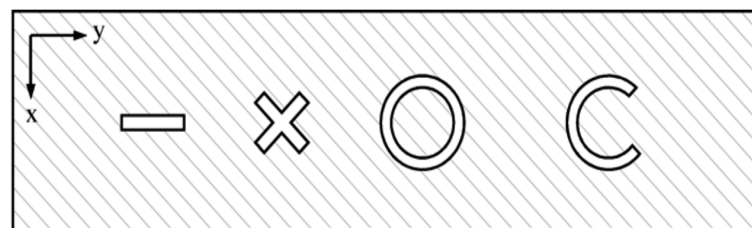


Figura 15: Formatos mais comuns de *slots*. Fonte: Petosa (2007).

A alimentação proveniente do *slot* é realizada, na maioria dos casos, através do acoplamento deste com uma linha de microfita abaixo do substrato ou através da terminação de um cabo coaxial abaixo do plano de terra (PETOSA, 2007), como ilustrado na Figura 16. Isso constitui uma grande vantagem, pois como a rede de alimentação sempre está localizada abaixo do plano de terra, evita-se irradiação indesejada acima deste. Pode-se minimizar as irradiações espúrias

abaixo do plano de terra com a diminuição das dimensões dos *slots*. Além disso, a utilização de linhas de microfita proporcionam a integração com circuitos integrados, como também podem ser usadas para redes de alimentação em arranjos de DRAs (LUK; LEUNG, 2003; PETOSA, 2007).

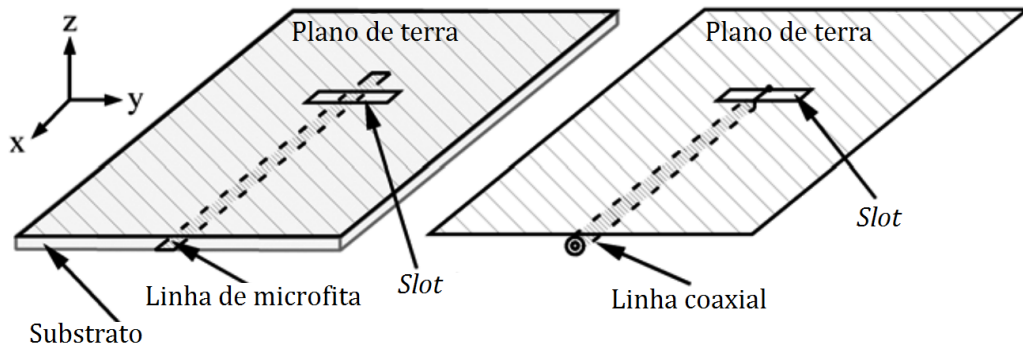


Figura 16: Formas mais comuns de acoplamento do *slot* com a linha de alimentação. Fonte: Petosa (2007), adaptada.

A alimentação de DRAs cilíndricas através de *slots* excita modos $HE_{11\delta}$, como ilustrado na Figura 17. Um dos primeiros trabalhos envolvendo este tipo de alimentação em DRAs está descrito em Junker, Kishk & Glisson (1996). O *slot* pode ser considerado como uma fonte de corrente magnética cuja direção é paralela ao seu comprimento.

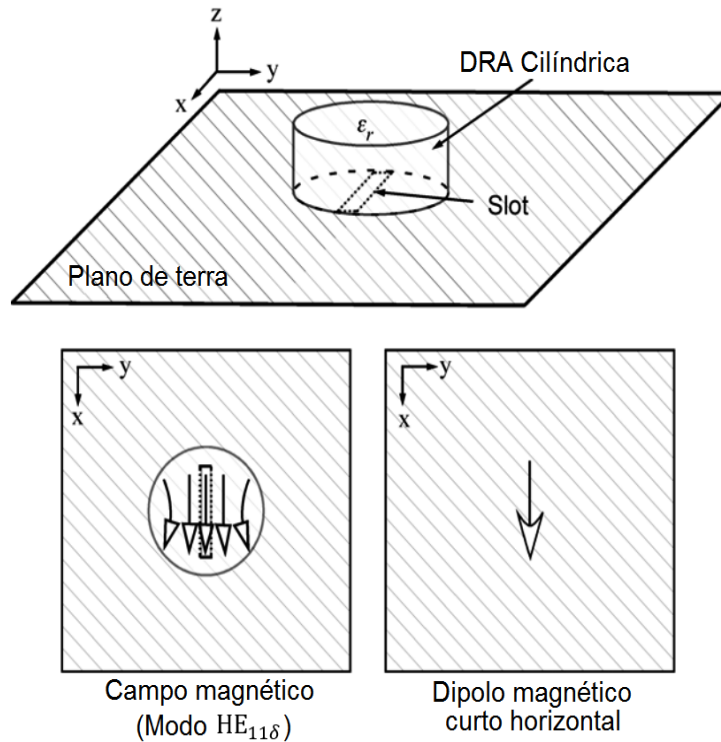


Figura 17: Excitação do modo $HE_{11\delta}$ por *slot* retangular em uma DRA cilíndrica. Fonte: Petosa (2007), adaptada.

2.6 Análise de DRAs Cilíndricas

O estudo analítico de DRAs cilíndricas é formulado inicialmente através do método de cavidade cilíndrica com paredes magnéticas, com objetivo de determinar as frequências naturais de um DR cilíndrico isolado, conforme ilustrado na Figura 18 (KAJFEZ; GUILLON, 1998). Neste modelo, o DR é considerado uniforme e cada uma de suas superfícies em contato com o ar pode ser modelada como PMC, enquanto que a superfície em contato com o plano de terra pode ser considerada como PEC (ZHANG; LI, 2008).

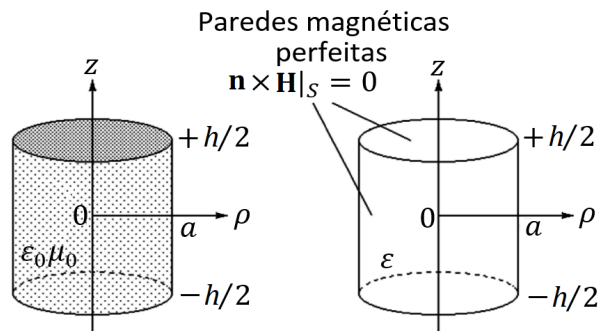


Figura 18: Ressonador dielétrico (esquerda) e modelo com paredes magnéticas perfeitas (direita). Fonte: Zhang & Li (2008), adaptada.

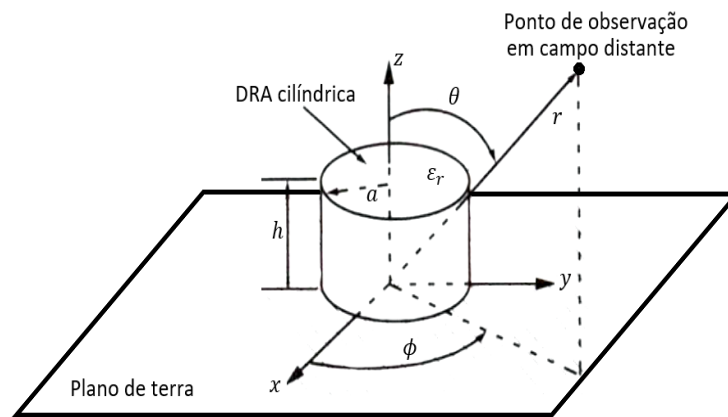


Figura 19: Geometria de uma DRA cilíndrica. Fonte: Petosa (2007), adaptada.

A configuração da DRA sob análise é mostrada na Figura 19, onde a é o raio e h a altura. Logo, foi possível obter uma solução aproximada para os campos dentro do ressonador e nas suas proximidades e, conseqüentemente, uma boa aproximação para determinação da frequência de ressonância e do fator de qualidade (LUK; LEUNG, 2003; PETOSA, 2007). Além dos campos próximos, também foi possível efetuar estimativas dos padrões de irradiação para campo distante. A modelagem das superfícies do DR como PMC e PEC resultam nas condições de contorno dadas pelas Equações (2.15) e (2.16).

$$\mathbf{n} \times \mathbf{H} = 0 \quad (2.15)$$

$$\mathbf{n} \times \mathbf{E} = 0 \quad (2.16)$$

onde $\mathbf{n}$ é o vetor normal a uma superfície qualquer. Assim, as componentes tangenciais dos campos elétrico e magnético nesta mesma superfície serão nulas, ou seja, $E_t = H_t = 0$ (BALANIS, 2012).

A partir da Equação (2.17), forma escalar da equação de Helmholtz, pode-se obter os cálculos aproximados dos campos referentes aos modos ressonantes TE (ψ_{npm}^{TE}) e TM (ψ_{npm}^{TM}), dados pelas Equações (2.18) e (2.19) (LONG; MCALLISTER; SHEN, 1983; KAJFEZ; GUILLON, 1998; LUK; LEUNG, 2003).

$$\nabla^2 H_z = -k_0^2 \epsilon_r H_z \quad (2.17)$$

onde k_0 é o número de onda no espaço livre.

$$\psi_{npm}^{TE} = J_n \left(\frac{X_{np}}{a} r \right) \left\{ \begin{array}{c} \sin(n\phi) \\ \cos(n\phi) \end{array} \right\} \sin \left[\frac{(2m+1)\pi}{2h} z \right] \quad (2.18)$$

$$\psi_{npm}^{TM} = J'_n \left(\frac{X'_{np}}{a} r \right) \left\{ \begin{array}{c} \sin(n\phi) \\ \cos(n\phi) \end{array} \right\} \cos \left[\frac{(2m+1)\pi}{2h} z \right] \quad (2.19)$$

em que $n = 1, 2, 3, \dots$; $p = 1, 2, 3, \dots$ e $m = 0, 1, 2, \dots$, correspondendo às direções azimutal ϕ , radial ρ e axial z , respectivamente. As funções $\sin(n\phi)$ e $\cos(n\phi)$ são mutuamente exclusivas e sua escolha depende da posição de alimentação. Pode-se notar que ψ_{npm}^{TE} e ψ_{npm}^{TM} representam, respectivamente, H_z^{npm} e E_z^{npm} . J_n é a função de Bessel de n -ésima ordem de primeira espécie e J'_n é a sua derivada. Os termos X_{np} e X'_{np} são, respectivamente, as raízes das equações características dadas pelas Equações (2.20) e (2.21).

$$J_n(X_{np}) = 0 \quad (2.20)$$

$$J'_n(X'_{np}) = 0 \quad (2.21)$$

Utilizando-se o conceito de PMC às superfícies do DR em contato com o ar e o método de separação de variáveis (BALANIS, 2012), pode-se obter os números de onda nas direções r e

z, de acordo com as Equações (2.22) e (2.23), respectivamente.

$$k_r = \frac{1}{a} \begin{Bmatrix} X_{np}^{\text{TM}} \\ X_{np}^{\text{TE}} \end{Bmatrix} \quad (2.22)$$

$$k_z = \frac{(2m+1)\pi}{2h} \quad (2.23)$$

Substituindo (2.22) e (2.23) na equação de separação $k_r^2 + k_z^2 = \omega^2 \mu_r \epsilon_r$, pode-se obter a frequência de ressonância do modo $\text{TE}_{npm+\delta}$ ou $\text{TM}_{npm+\delta}$, dada pela Equação (2.24).

$$f_{npm} = \frac{c}{2\pi a \sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \sqrt{\begin{Bmatrix} X_{np}^2 \\ X_{np}'^2 \end{Bmatrix} + \left[\frac{\pi a}{2h} (2m+1) \right]^2} \quad (2.24)$$

2.6.1 DRA de Setor Cilíndrico

Uma DRA de setor cilíndrico corresponde a uma DRA cilíndrica formada por um setor de ângulo β de material dielétrico após a remoção de um setor de ângulo correspondente a $(360^\circ - \beta)$ de um cilindro. Investigações executadas por Tam & Murch (1998, 1999) constatarem a significativa redução de volume com setores de DRAs cilíndricas em relação à DRA cilíndrica convencional para uma mesma frequência de operação. A Figura 20 mostra a forma geral da DRA estudada, que contempla tanto o setor cilíndrico quanto o setor anelar. A fim de analisar as duas situações, os autores utilizaram a razão b/a , onde b é o raio interno removido e a é o raio do cilindro. Para $b/a > 0$, tem-se um setor anelar, enquanto que $b/a = 0$ denota um setor cilíndrico. A altura da DRA é representada por h . Esta seção trata apenas da situação com $b/a = 0$.

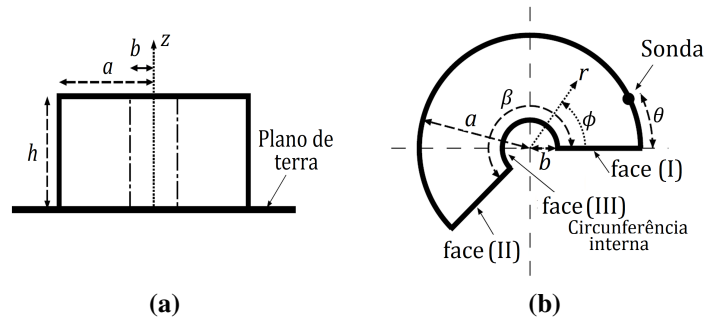


Figura 20: Representação geral de uma DRA de setor cilíndrico. (a) Vista superior. (b) Vista lateral. Fonte: Tam & Murch (1999), adaptadas.

No sentido de analisar as frequências de ressonância da DRA de setor cilíndrico, foi utilizado um modelo de cavidade no qual as superfícies externas laterais foram consideradas como paredes magnéticas e/ou paredes elétricas. As soluções aproximadas para os campos no interior da DRA de setor cilíndrico referentes ao modo $TM_{\nu pm+\delta}$ são dadas pela Equação (2.25).

$$E_z^{\nu pm} = J'_\nu \left(\frac{X'_{\nu p}}{a} r \right) [A \sin(\nu \phi) + B \cos(\nu \phi)] \cos \left[\frac{(2m+1)\pi}{2h} z \right] \quad (2.25)$$

onde p e m são inteiros positivos, A e B são constantes arbitrárias que dependem da posição, do tipo da alimentação e das condições de contorno nas faces do setor, $J'_{\nu p}$ é a derivada da função de Bessel de ν -ésima ordem e $X'_{\nu p}$ são as raízes da equação $J'_{\nu p}(X'_{\nu p}) = 0$. ν é um número real positivo que também depende das condições de contorno nas faces do setor, e seu valor pode ser calculado através das Equações (2.26) ou (2.27), de acordo com a Tabela 1.

$$\nu_1 = \frac{n\pi}{\beta} \quad (2.26)$$

$$\nu_2 = \frac{n}{2\beta} (2n-1) \quad (2.27)$$

Tabela 1: Valores de ν de acordo com as condições de contorno nas Faces (I) e (II).

Face (I)	Face (II)	$\phi = 0$	$\phi = \beta$	Equação
Elétrica	Elétrica	$E_z = 0$	$E_z = 0$	$\nu = \nu_1$
Magnética	Magnética	$\frac{\partial E_z}{\partial \phi} = 0$	$\frac{\partial E_z}{\partial \phi} = 0$	
Elétrica	Magnética	$E_z = 0$	$\frac{\partial E_z}{\partial \phi} = 0$	$\nu = \nu_2$
Magnética	Elétrica	$\frac{\partial E_z}{\partial \phi} = 0$	$E_z = 0$	

A frequência de ressonância do modo $TM_{\nu pm+\delta}$ pode ser dada pela Equação (2.28).

$$f_{\nu pm} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{k_r^2 + k_z^2} \quad (2.28)$$

onde

$$k_r = \frac{X'_{\nu p}}{a} \quad (2.29)$$

$$k_z = \frac{(2m+1)\pi}{2h} \quad (2.30)$$

Substituindo (2.29) e (2.30) em (2.28), podemos reescrevê-la através da Equação (2.31).

$$f_{vpm} = \frac{c}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{X'_{vp}{}^2 + \left[\frac{\pi a}{2h} (2m+1) \right]^2} \quad (2.31)$$

O cálculo pode ser estendido para DRAs de baixo perfil, onde $a/h \gg 1$. Para valores altos de a/h , o termo $(2m+1) \pi a/2h$ prevalece sobre X_{vp} para baixos valores de v e p . Desta forma, a frequência de ressonância de uma DRA de setor cilíndrico de baixo perfil pode ser estimada através da Equação (2.32).

$$f_m = \frac{c(2m+1)}{4h\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.32)$$

Após a análise, Tam & Murch (1998, 1999) concluíram que um setor cilíndrico de 90° com uma de suas faces metalizada proporciona a maior redução de volume para uma determinada frequência de ressonância, cerca de 75% a menos do que uma DRA cilíndrica convencional. Além da redução de volume, outra vantagem das DRAs de setor cilíndrico é a possibilidade de operação com polarização circular, como será visto no Capítulo 3.

POLARIZAÇÃO CIRCULAR EM ANTENAS RESSOADORAS DIELÉTRICAS

Neste capítulo, inicialmente serão abordados os principais conceitos sobre polarização circular que são aplicados no estudo de DRAs circularmente polarizadas. Em seguida, serão abordadas as duas principais técnicas de geração de polarização circular em uma DRA, que consistem na excitação por duplo ponto de alimentação e por único ponto. Será dada ênfase à segunda técnica, a qual envolve vários outros esquemas, onde será feita uma revisão de várias publicações sobre cada esquema abordado.

3.1 Introdução

SÃO várias as vantagens que as antenas com polarização circular proporcionam em comparação com aquelas que usam polarização linear. O uso de antenas circularmente polarizadas ganhou destaque em vários sistemas sem fio, como comunicações móveis e por satélite, sistemas de navegação global por satélite (GNSS, do inglês *Global Navigation Satellite System*), sistemas de recepção de TV do serviço de difusão direta via satélite (DBS, do inglês *Direct Broadcast Satellite*), sensores sem fio, WLANs, redes pessoais sem fio (WPANs, do inglês *Wireless Personal Area Network*) e WiMAX (GAO; LUO; ZHU, 2013).

Em comunicações por satélite, há dois problemas relacionados com polarização: a rotação da polarização, intenso em frequências abaixo de 3 GHz, e a despolarização, para frequências acima de 3 GHz. O efeito de rotação da polarização de uma onda de rádio está relacionado à interação desta onda com elétrons da ionosfera na presença do campo magnético terrestre (IPPOLITO, 2008). Esse efeito pode provocar um severo desvanecimento do sinal em poucos minutos (THORBURN, 2012). A despolarização está relacionada a uma alteração nas características de polarização causada pela presença de partículas de chuva ou de gelo no percurso ou pela propagação por múltiplos caminhos (IPPOLITO, 2008). Tais problemas podem ser contornados com o uso de antenas circularmente polarizadas (PETOSA, 2007),

uma vez que a simetria axial de uma antena circularmente polarizada reduz tais problemas de alinhamento, que são limitações peculiares dos sistemas linearmente polarizados (ALLNUTT, 2011).

Na próxima seção, será visto que uma das maiores problemáticas no projeto de antenas circularmente polarizadas está relacionada em obter uma razoável razão axial sobre uma desejada faixa de frequência, mantendo os erros máximos de amplitude e fase dentro dos limites toleráveis.

3.2 Fundamentos de Polarização Circular

A polarização de uma antena em uma determinada direção é definida como a polarização da onda irradiada por esta antena. Em qualquer ponto da região de campo distante desta antena, esta onda pode ser representada por uma onda plana cuja intensidade do campo elétrico é igual a da mesma onda que se propaga na direção radial da antena (BALANIS, 2012, 2016). A polarização de uma onda plana uniforme está relacionada ao comportamento variável do vetor campo elétrico $\mathbf{E}$ no tempo em algum ponto fixo no espaço (BALMAN; JORDAN, 1968). A Figura 21 mostra uma representação gráfica dos tipos de polarização de uma onda plana que viaja para fora desta página, representando o sentido positivo da direção z .

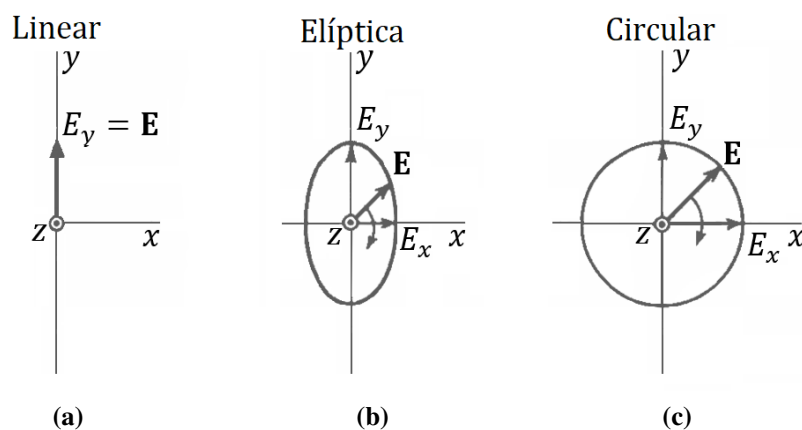


Figura 21: Representação gráfica das polarizações (a) linear, (b) elíptica e (c) circular. Fonte: Kraus (1992), adaptadas.

Uma onda é dita linearmente polarizada quando o $\mathbf{E}$ está em todos os instantes de tempo somente sobre uma determinada direção (KRAUS, 1992). No caso da Figura 21a, $\mathbf{E}$ está totalmente sobre a direção y , o que significa que a outra componente E_x é nula. Quando E_x e E_y existem e estão em fase, a direção do vetor resultante $\mathbf{E}$ dependerá da amplitude relativa das duas componentes. Entretanto, se as duas componentes E_x e E_y não estão em fase, a direção do

vetor $\mathbf{E}$ resultante variará com o tempo, de acordo com a Figura 21b. Desta forma, pode-se dizer que a figura traçada pela ponta do vetor $\mathbf{E}$ resultante será uma elipse e, portanto, a onda é dita elipticamente polarizada (BALMAN; JORDAN, 1968; BALANIS, 2012, 2016; ORFANIDIS, 2002). Portanto, segundo Balanis (2016, 2012), a curva traçada em função do tempo pela extremidade do vetor $\mathbf{E}$ em um ponto fixo do espaço juntamente com o sentido em que é traçada ao longo da direção de propagação corresponde à polarização da onda irradiada. A Figura 22 descreve esta situação.

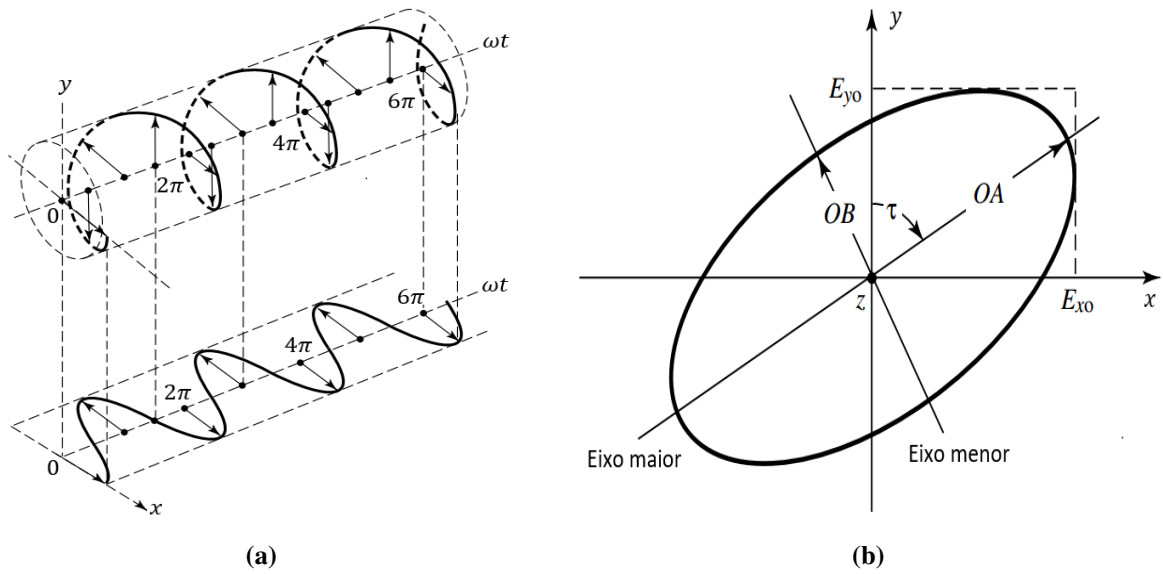


Figura 22: (a) Rotação de uma onda eletromagnética plana. (b) Elipse traçada no plano xy relativa à rotação do vetor $\mathbf{E}$. Fonte: Balanis (2016), adaptadas.

Pode-se representar as duas componentes de $\mathbf{E}$ no plano xy através das Equações (3.1) e (3.2).

$$E_x(z,t) = E_{x0} \cos(\omega t + kz + \phi_x) \quad (3.1)$$

$$E_y(z,t) = E_{y0} \cos(\omega t + kz + \phi_y) \quad (3.2)$$

onde E_{x0} , E_{y0} , ϕ_x e ϕ_y representam, respectivamente, as amplitudes e fases das duas componentes. Particularmente, quando E_x e E_y possuem amplitudes iguais e $|\phi_x - \phi_y| = 90^\circ$, a figura traçada pela extremidade do vetor $\mathbf{E}$ resultante será um círculo e, conseqüentemente, a onda é dita circularmente polarizada (BALMAN; JORDAN, 1968), como pode ser visto na Figura 21c. Caso a rotação do vetor $\mathbf{E}$ aconteça no sentido horário, há uma polarização circular à direita (RHCP, do inglês *Right-Hand Circular Polarization*)), e se a rotação acontecer no

sentido anti-horário, haverá uma polarização circular à esquerda (LHCP, do inglês *Left-Hand Circular Polarization*) (BALANIS, 2016, 2012; GAO; LUO; ZHU, 2013).

O nível de elipticidade de uma onda elipticamente polarizada pode ser determinado através da razão axial (AR, do inglês *Axial Ratio*), dada pela Equação (3.3), que pode ser obtida através da disposição geométrica dos eixos da elipse (BALANIS, 2012, 2016; GAO; LUO; ZHU, 2013).

$$AR = \frac{\text{Eixo Maior}}{\text{Eixo Menor}} = \frac{OA}{OB} \quad (3.3)$$

onde OA e OB são os eixos maior e menor da elipse da Figura 22b. A razão axial também pode ser expressa na forma logarítmica (PETOSA, 2007), através da Equação (3.4).

$$AR [\text{dB}] = 20 \log \left(\frac{E_{\max}}{E_{\min}} \right) \quad (3.4)$$

onde $E_{\max}$ e $E_{\min}$ são as amplitudes máxima e mínima do campo elétrico. Desta forma, quando uma onda é linearmente polarizada, a sua razão axial tende ao infinito, e quando $AR = 0$ dB, a onda está circularmente polarizada. Segundo Petosa (2007), para uma AR de até 3 dB ($AR [\text{dB}] \leq 3$), a onda ainda é considerada circularmente polarizada, sendo um valor aceitável para aplicações envolvendo polarização circular.

De acordo com as Equações (3.1) e (3.2), uma onda circularmente polarizada pode ser gerada a partir de duas ondas linearmente polarizadas e espacialmente ortogonais que apresentem quadratura de fase, ou seja, $\phi_x - \phi_y = \pm 90^\circ$. As diferenças entre as amplitudes e as fases das duas componentes linearmente polarizadas podem interferir na polarização circular. Assim, a AR também pode ser expressa de acordo com a Equação (3.5) relacionando as componentes em x e y (BALANIS, 2016, 2012; PETOSA, 2007).

$$AR [\text{dB}] = 10 \log \left[\frac{E_x^2 + E_y^2 + \sqrt{E_x^4 + E_y^4 + 2E_x^2 E_y^2 \cos \psi}}{E_x^2 + E_y^2 - \sqrt{E_x^4 + E_y^4 + 2E_x^2 E_y^2 \cos \psi}} \right] \quad (3.5)$$

onde $\psi = 2(\phi_x - \phi_y)$. O gráfico mostrado na Figura 23 relaciona os efeitos sobre a razão axial, obtidos empiricamente, provenientes dos erros de amplitude e fase entre as duas componentes linearmente polarizadas (POZAR; TARGONSKI, 1990 apud PETOSA, 2007).

Baseado nos dados oriundos de Pozar & Targonski (apud PETOSA, 2007), em 1991, Parekh desenvolveu uma fórmula, dada na Equação (3.6), para o cálculo aproximado da razão axial também envolvendo o desvio de ortogonalidade causado pelo fato de que as duas componentes

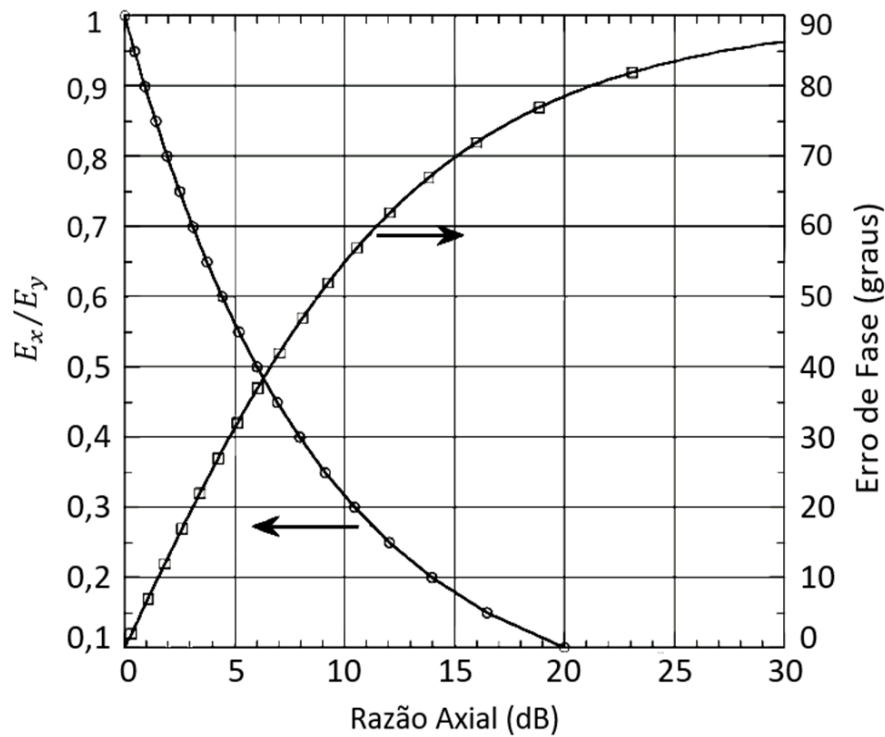


Figura 23: Efeitos dos erros de amplitude e fase na razão axial. Fonte: Pozar & Targonski (1990), Petosa (2007), adaptada.

não são perfeitamente ortogonais entre si na zona de radiação. No seu estudo, Parekh considerou a amplitude de E_x unitária e $E_y = A e^{j\varphi}$, manteve E_x inalterada sobre o eixo x e inclinou E_y em relação ao eixo y , formando um ângulo γ com o eixo x , provocando, desta forma, um desvio na ortogonalidade.

$$AR[\text{dB}] = \sqrt{A_e^2 + 0,0225(\varphi_e + \gamma_e)^2} \quad (3.6)$$

onde A_e , φ_e e γ_e são, respectivamente, os erros de amplitude em dB, fase em graus e ortogonalidade em graus, calculados por $A_e = 20 \log(A)$, $\varphi_e = 90 - |\varphi|$ e $\gamma_e = 90 - \gamma$.

De acordo com Ilcev (2005), o nível de isolamento entre as duas componentes de polarização circular (RHCP e LHCP) em um sistema de comunicação pode ser determinado através da discriminação de polarização cruzada (XPD, do inglês *Cross-Polarization Discrimination*), definida como a razão entre a potência recebida no canal com a mesma polarização (co-polarizada) e a potência recebida no mesmo canal com polarização diferente (cruzada). Logo, pode-se determinar o grau de acoplamento de energia entre os dois sentidos de rotação na polarização circular através da Equação (3.7).

$$\text{XPD}[\text{dB}] = 20 \log \frac{|E_{cpr}|}{|E_{xpr}|} = 20 \log \frac{|E_{\text{RHCP}}|}{|E_{\text{LHCP}}|} \quad (3.7)$$

em que E_{cpr} é o campo elétrico recebido na mesma polarização (por exemplo, RHCP) e E_{xpr} é o campo elétrico recebido na polarização cruzada (por exemplo, LHCP). Pode-se também determinar XPD em função do valor em escala linear da razão axial, de acordo com a Equação (3.8).

$$\text{XPD}[\text{dB}] = 20 \log \frac{\text{AR} + 1}{\text{AR} - 1} \quad (3.8)$$

3.3 Polarização Circular em DRAs

As DRAs podem gerar ondas circularmente polarizadas através de várias técnicas. Dependendo da técnica, poderão ser usados dois pontos de alimentação (Seção 3.4) ou um único ponto de alimentação (Seção 3.5). Em ambos os casos, é necessário que a DRA seja capaz de suportar modos degenerados em alguma de suas dimensões, isto é, modos que apresentem a mesma frequência de ressonância ou frequências suficientemente próximas.

As técnicas descritas nesta Seção são as mais conhecidas para geração de polarização circular em DRAs. Entretanto, há muitos trabalhos publicados com diferentes e inovadores tipos de esquemas para a geração de ondas circularmente polarizadas em DRAs. Nas seções seguintes, as técnicas são abordadas de uma forma geral e com exposição de resultados de alguns trabalhos científicos, com destaque para a largura de banda da razão axial abaixo de 3 dB na forma de percentual da frequência central de operação, representada por $\text{BW}[\%]_{\text{AR}=3\text{dB}}$.

3.4 Excitação por Duplo Ponto de Alimentação

A utilização de duplo ponto de alimentação produz duas ondas linearmente polarizadas espacialmente ortogonais entre si e com amplitudes iguais. Neste tipo de alimentação, são utilizadas geometrias que possuem simetria ao longo dos eixos x e y , tais como geometrias com seções transversais quadrada, circular e anelar (PETOSA, 2007), como indicado na Figura 24.

Para que as DRAs possam gerar polarização circular, as alimentações, representadas por V_y e V_x na Figura 24, devem possuir amplitudes iguais, estar em quadratura de fase entre si e estar posicionadas em lados ortogonais do DR (PETOSA, 2007). Dessa forma, os modos degenerados passam a apresentar distribuição ortogonal na mesma região do espaço. Para

que sejam geradas ondas em quadratura de fase, são utilizados circuitos divisores de potência com defasagem entre as portas de saída, como acoplador híbrido de 90° , divisor Wilkinson e junção-T, mostrados na Figura 25.

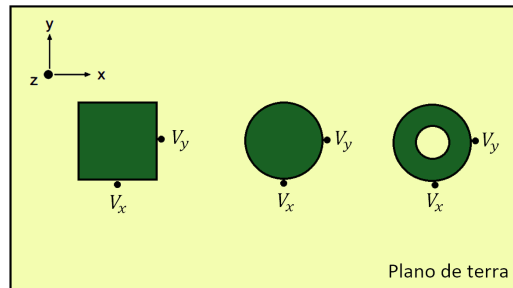


Figura 24: Duplo ponto de alimentação em DRAs capazes de suportar modos degenerados. Fonte: Petosa (2007), adaptada.

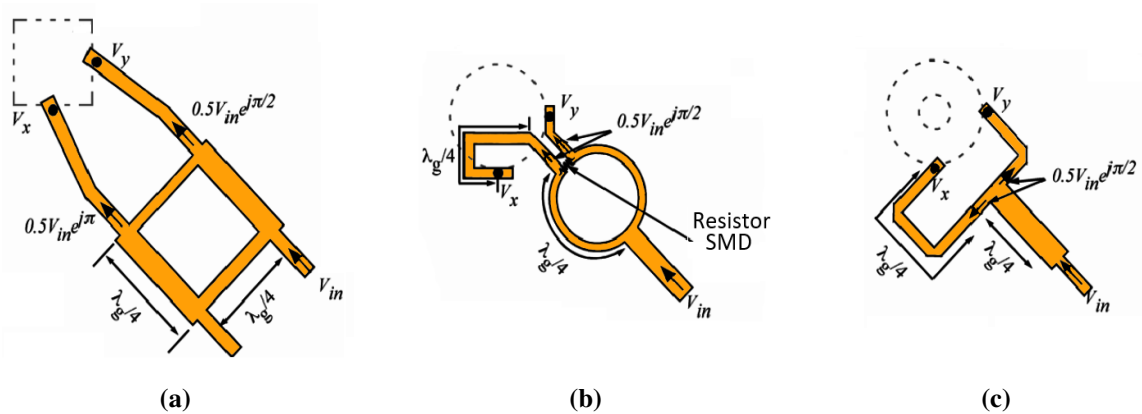


Figura 25: Exemplos de circuitos divisores de potência com quadratura de fase nas portas de saída. (a) Acoplador híbrido de 90° . (b) Divisor Wilkinson. (c) Junção-T. Fonte: Petosa (2007), adaptadas.

O acoplador híbrido de 90° , ilustrado na Figura 25a e também chamado de híbrida *branch-line* (linha com braços), é uma estrutura de quatro portas que divide o sinal proveniente de uma das portas em dois sinais de saída com quadratura de fase (defasados de 90°). Em circuitos planares de micro-ondas, pode ser concebido por linhas de microfita ou *striplines*. Tipicamente, uma das portas funciona como a entrada e outras duas como as saídas, sendo que a última porta é terminada com uma carga para fins de casamento de impedância (POZAR, 2012; GARG *et al.*, 2001; OWENS, 1989; PETOSA, 2007). Há um bom isolamento entre as duas portas de saída, cerca de 20 dB, o que previne a degradação da razão axial (GARG *et al.*, 2001).

O divisor Wilkinson, ilustrado na Figura 25b, é normalmente um acoplador com número de portas e divisão de potência arbitrárias. Em uma estrutura com três portas, os dois ramos de

saída são formados por dois transformadores de um quarto do comprimento de onda guiado e são isolados por um resistor. O sinal presente na porta de entrada é dividido nas duas portas de saída com amplitude e fase iguais. Quando utilizado em aplicações com polarização circular, insere-se um trecho de um quarto do comprimento de onda guiado adicional em uma das portas de saída para que seja gerada a quadratura de fase. Esta configuração também pode alcançar um bom isolamento entre as portas de saída, uma vez que a potência da onda refletida é dissipada no resistor. O isolamento entre as portas no divisor Wilkinson previne a degradação da razão axial em troca da diminuição da eficiência (GARG *et al.*, 2001; OWENS, 1989; POZAR, 2012).

O divisor de junção-T, ilustrado na Figura 25c, é uma simples rede de alimentação de três portas que se comporta de maneira semelhante ao divisor Wilkinson. Para geração de quadratura de fase, insere-se um trecho de um quarto do comprimento de onda guiado adicional em um dos ramos de saída. Como vantagem, esta técnica requer menos espaço físico a para sua concepção, representando uma boa alternativa para circuitos planares compactos. A desvantagem é a ausência de isolamento entre as portas de saída, o que ocasiona problemas de reflexão na carga e prejudica a razão axial. Contudo, a diferença de comprimento elétrico de 90° entre os dois ramos de saída pode, ainda, proporcionar uma razoável relação de ondas estacionárias (VSWR), representando pouca reflexão (GARG *et al.*, 2001; POZAR, 2012). Diferentemente do acoplador híbrido, para que seja alcançada a quadratura de fase entre as duas portas nos divisores Wilkinson e de junção-T, faz-se necessária a utilização de um trecho adicional de um quarto do comprimento de onda guiado em uma das portas de saída (PETOSA, 2007).

A razão axial de uma DRA circularmente polarizada por duplo ponto de alimentação pode ser calculada pela Equação (3.5) desde que sejam desprezados os efeitos de acoplamento mútuo existentes entre os dois pontos de alimentação, isto é, as componentes do campos E_x e E_y serão diretamente proporcionais às tensões aplicadas V_x e V_y provenientes das portas de saída 1 e 2, respectivamente, de um circuito divisor de potência. Caso o acoplamento mútuo seja considerável, as componentes do campo elétrico serão alteradas e, conseqüentemente, a razão axial também será afetada (PETOSA, 2007). De acordo com a análise feita por Ittipiboon, Petosa & Cuhaci (apud PETOSA, 2007), pode-se considerar $V_y = V_x e^{-j\varphi_0}$ com a presença de acoplamento mútuo, onde φ_0 é a diferença de fase na porta 2 com relação à porta 1. Desta forma, E_y pode ser rescrito pela Equação (3.9).

$$E_y = E_x e^{-j\varphi_0} \frac{1 - \Gamma e^{j\varphi_0}}{1 - \Gamma e^{-j\varphi_0}} \quad (3.9)$$

onde Γ é o coeficiente de reflexão, dado pela Equação (3.10). O parâmetro de espalhamento S_{12} indica o acoplamento mútuo e pode ser representado na forma logarítmica pela Equação (3.11).

Portanto, a razão axial pode ser expressa pela Equação (3.12), o que significa que a AR sofre bastante degradação à medida que S_{12} aumenta, para determinado valor de S_{11} .

$$\Gamma = \frac{1 - S_{11}^2 + S_{12}^2}{2S_{12}^2} \quad (3.10)$$

$$S_{12}[\text{dB}] = 20 \log(S_{12}) \quad (3.11)$$

$$\text{AR}[\text{dB}] = 10 \log \left(\frac{1 + |\Gamma_0|}{1 - |\Gamma_0|} \right) \quad (3.12)$$

Consequentemente, um valor de acoplamento mútuo de -20 dB geraria uma degradação de 0,5 dB na AR, enquanto que um valor de -10 dB poderia degradá-la completamente.

3.5 Excitação por Único Ponto de Alimentação

As DRAs também são capazes de gerar polarização circular a partir de um único ponto de alimentação através de uma ligeira perturbação na sua geometria ou alimentação. O efeito desta pequena perturbação gera uma separação da frequência de ressonância de dois modos degenerados. Se a diferença de fase entre estas duas ressonâncias for igual a $\pm 90^\circ$, a DRA produzirá uma onda circularmente polarizada. Tais modos são chamados de quase-degenerados.

A Figura 26 mostra as curvas de amplitude e fase de dois modos quase-degenerados, assim como a diferença de fase entre os dois e a razão axial. As curvas de amplitude e fase dos dois modos ortogonais, que são separados em frequência através de uma modificação estrutural, são unidas de tal forma que a fase de -45° do primeiro modo coincida com a fase de 45° do segundo modo. O valor da razão axial pode ser determinado substituindo os valores de amplitude e diferença de fase na Equação (3.5). As Equações (3.13) e (3.14) podem ser usadas para aprimorar a AR, onde f_1 e f_2 são as frequências de ressonância dos dois modos e f_0 é a frequência central (HANEISHI; SUZUKI, 1989; PETOSA, 2007).

$$f_1 = \frac{f_0}{1 + 1/2Q_1} \quad (3.13)$$

$$f_2 = \frac{f_0}{1 + 1/2Q_2} \quad (3.14)$$

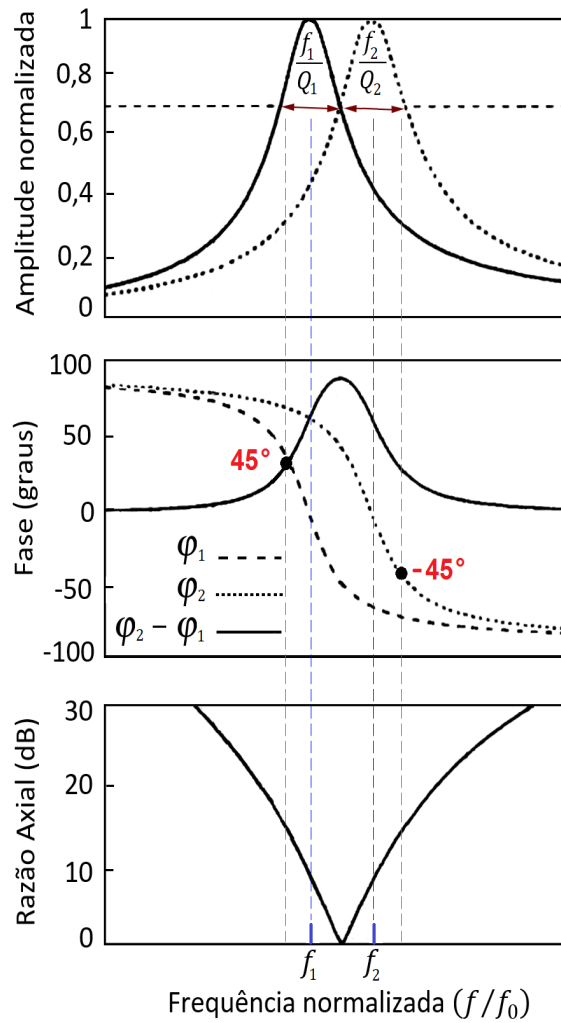


Figura 26: Amplitude, fase e razão axial de uma DRA com modos quase-degenerados. Fonte: Petosa (2007), adaptada.

As frequências dos dois modos se relacionam juntamente com seus fatores de qualidade de irradiação através da Equação (3.15) (OLIVER; MONGIA; ANTAR, 1995; OLIVER *et al.*, 1995).

$$\frac{f_1}{Q_1} + \frac{f_2}{Q_2} = f_2 - f_1 \quad (3.15)$$

Nas Seções 3.5.1 a 3.5.8 são abordadas várias técnicas de geração de polarização circular em DRAs utilizando apenas um único ponto de alimentação por meio de uma breve revisão bibliográfica, destacando a geometria empregada, o esquema de alimentação, dimensões

físicas⁷, modos ressonantes e a largura de banda de polarização circular alcançada.

3.5.1 DRAs Cilíndrica e Retangular Truncadas

O primeiro exemplo de uma DRA circularmente polarizada com único ponto de alimentação foi relatado por Haneishi & Takazawa em 1985 com uma DRA retangular com cortes em dois cantos diagonais e alimentada por uma sonda metálica. O sentido de polarização (RHCP ou LHCP) depende da diagonal onde são feitos os cortes, enquanto que o casamento de impedância pode ser ajustado com a altura e localização da sonda (PETOSA, 2007). Além disso, cilindros também podem ser truncados no sentido de geração de polarização circular.

Em (MALEKABADI; NESHATI; RASHED-MOHASSEL, 2008), são expostas algumas configurações utilizando DRAs retangulares e cilíndricas, mostradas na Figura 27. As DRAs são posicionadas sobre um plano de terra e alimentadas por proximidade através de uma sonda metálica. Os resultados de largura de banda da razão axial abaixo de 3 dB ($BW[\%]_{AR=3dB}$) estão sintetizados na Tabela 2, onde as dimensões r é o raio da DRA cilíndrica, h é a altura (para ambas as geometrias), e a e b são os lados da base das DRAs retangulares.

Tabela 2: Largura de banda da razão axial abaixo de 3 dB para várias configurações de DRAs truncadas

Geometria inicial	Ilustração da configuração truncada	a (mm)	b (mm)	r (mm)	h (mm)	ϵ_r	$BW[\%]_{AR=3dB}$ (% de f_0)
Retangular	Figura 27a	10	15,25	-	11	38	1,2
Retangular	Figura 27b	14	15,25	-	11	38	1,3
Retangular	Figura 27c	15,25	15,25	-	11	38	1,1
Cilíndrica	Figura 27d	-	-	8,35	11	38	1,2
Cilíndrica	Figura 27e	-	-	8,4	11	38	1,3

3.5.2 DRA Retangular

A utilização de DRAs retangulares alimentadas na diagonal por sondas metálicas ou próximo ao centro por *slots* também pode gerar polarização circular. Segundo Oliver *et al.* (1995), a diferença entre comprimento e largura pode perturbar dois modos e deixá-los em quadratura de fase. Em Oliver, Mongia & Antar (1995), foi estudada uma DRA retangular posicionada sobre um plano de terra e alimentada por um *slot* acoplado a uma linha de microfita.

⁷Os símbolos utilizados nas Seções 3.5.1 a 3.5.8 para denotar as dimensões físicas dos DRs bem como as dimensões dos elementos que formam o sistema de alimentação não devem ser confundidos com os símbolos utilizados no restante desta dissertação, uma vez que alguns símbolos podem representar a mesma dimensão, enquanto que outros não. A inserção destes elementos no texto destas Seções foi realizada no sentido de facilitar a compreensão do leitor.

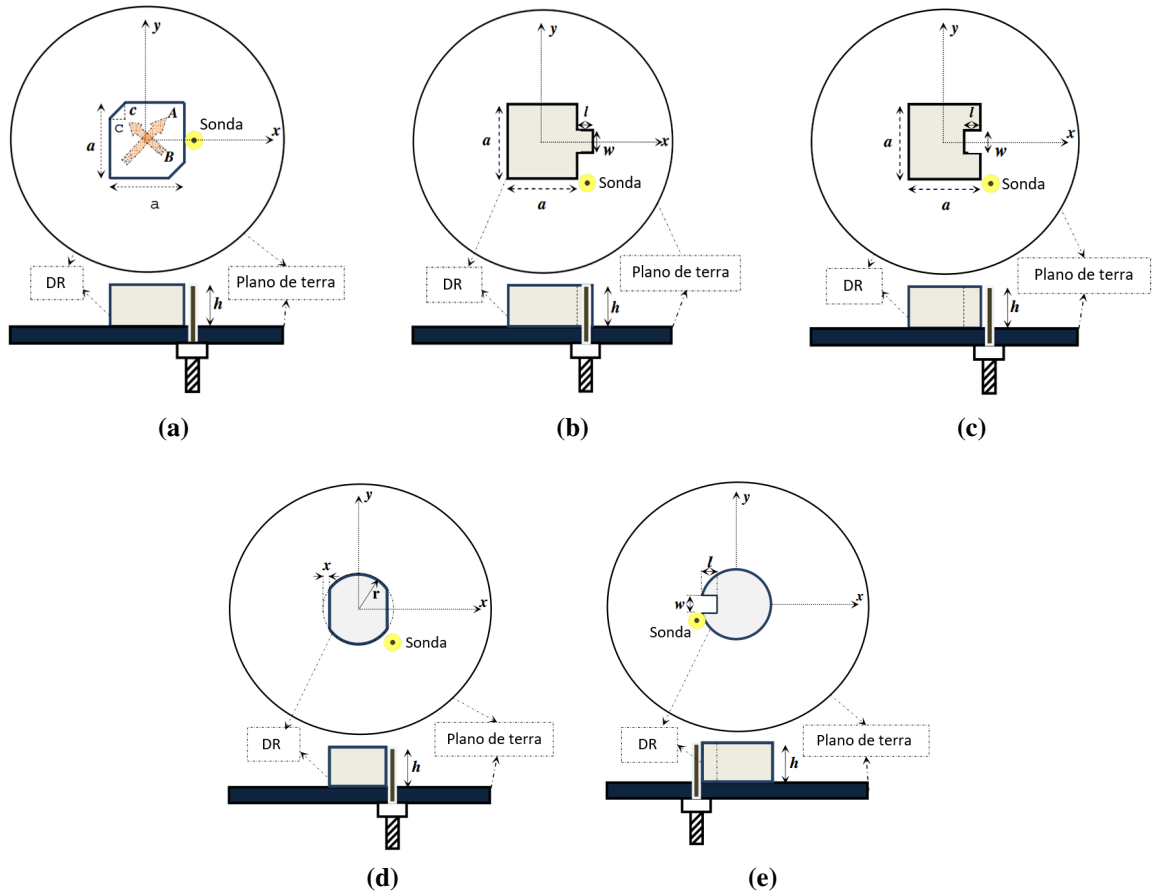


Figura 27: DRAs retangulares truncadas por (a) dois cortes em cantos diagonais opostos, (b) truncamento retangular em dois cantos de mesmo lado e (c) truncamento retangular no centro de um dos lados. DRAs cilíndricas (d) com truncamento retangular e (e) truncamento por dois cortes paralelos opostos normais ao seu diâmetro no eixo x . Fonte: Malekabadi, Neshati & Rashed-Mohassel (2008), adaptadas.

A DRA foi inclinada 45° em relação ao *slot*. Os modos excitados foram o $TE_{11\delta}^x$ e o $TM_{11\delta}^y$, que irradiam como dipolos magnéticos horizontais. Os resultados exibem uma largura de banda de AR abaixo de 3 dB ($BW[\%]_{AR=3dB}$) igual a 6,6% da frequência central e valor mínimo de 0,2 dB, com $\epsilon_r = 10,8$, altura h e comprimento a iguais a 6,4 mm e largura b de 5,8 mm. No mesmo trabalho e em Oliver *et al.* (1995), com as mesmas dimensões e $\epsilon_r = 40$, obteve-se $BW[\%]_{AR=3dB} = 1,8\%$ com valor mínimo de 0,2 dB. Em Esselle (1996) com uma configuração semelhante, mostrada na Figura 28a, obteve-se $BW[\%]_{AR=3dB} = 3\%$ com $\epsilon_r = 10,8$, $a = 14$ mm, $b = 3,7$ mm e $h = 2,6$ mm.

Em Malekabadi, Neshati & Rashed-Mohassel (2008), foi utilizada uma DRA retangular sobre um plano de terra alimentada por uma sonda metálica em um dos seus cantos, conforme a Figura 28b, com $\epsilon_r = 38$, $a = 10$ mm, $b = 15,25$ mm e $h = 11$ mm. Os resultados obtidos mostram uma máxima $BW[\%]_{AR=3dB}$ igual a 1,3%.

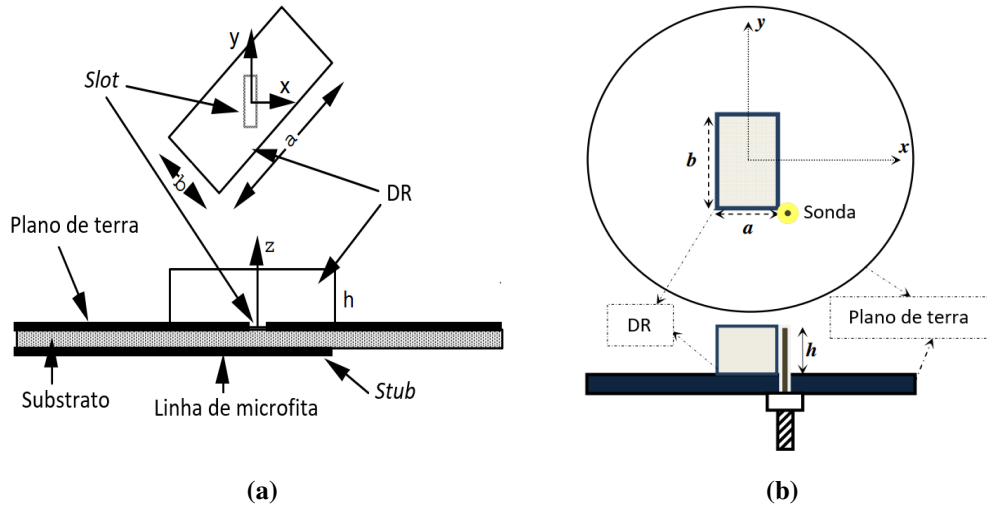


Figura 28: (a) DRA retangular alimentada por *slot*. Fonte: Esselle (1996), Luk & Leung (2003), adaptada. (b) DRA retangular alimentada por sonda metálica. Fonte Malekabadi, Neshati & Rashed-Mohassel (2008), adaptadas.

3.5.3 Slot Anelar Modificado

Outro método para polarização circular em DRAs é a utilização de *slot* anelar com perturbação através de *stubs* ou *slot-C*. Em Leung & Mok (2001), foi proposta uma DRA cilíndrica posicionada sobre um plano de terra e alimentada por um *slot* anelar acoplado a um cabo coaxial, mostrada na Figura 29a. O DR possui $\epsilon_r = 9,5$, raio $a = 2$ cm e altura $h = 2$ cm. O *slot* possui raio interno $r = 12$ mm, largura $w = 1$ mm e é perturbado por dois *stubs* opostos de comprimento $d = 7$ mm (em direção ao centro) e largura $t = 5$ mm localizados em 45° e 225° em relação ao eixo x . Na parte inferior ao plano de terra há uma cavidade hemisférica para prevenção de irradiação indesejada. Os resultados exibiram $BW[\%]_{AR=3dB} = 3,4\%$, com AR mínima de 0,2 dB em 1,92 GHz.

Em Huang & Kuo (2002) foi proposta uma DRA cilíndrica posicionada sobre um plano de terra e alimentada por um *slot* anelar acoplado a uma linha de microfita, mostrada na Figura 29b. O DR possui $\epsilon_r = 79$, raio $a = 14,72$ cm e altura $h = 5,1$ mm. O *slot* possui raio interno $r = 5$ mm, largura $w = 1$ mm e é perturbado por uma abertura de setor cilíndrico $\alpha = 23^\circ$. Desta forma, o *slot* anelar tomou a forma da letra C. O modo excitado foi o $HEM_{11\delta}$ e apresentou $BW[\%]_{AR=3dB} = 3,08\%$ com frequência central de 1786 MHz. Em So, Leung & Ng (2004), foi proposta uma DRA hemisférica com raio $a = 12,5$ mm e $\epsilon_r = 9,5$ posicionada sobre um plano de terra e alimentada por um *slot* semelhante ao anterior e acoplado a um cabo coaxial, com raio externo $r_1 = 8,8$ mm, largura $w = 1$ mm e $\alpha = 16^\circ$. Além disso, foi adicionado um *slot* anelar parasita na região interna ao principal, com $r_2 = 1,5$ mm e mesma largura,

utilizado para ajustar o nível de polarização circular. O modo excitado foi o TE_{111} e apresentou $BW[\%]_{AR=3dB} = 4,5\%$.

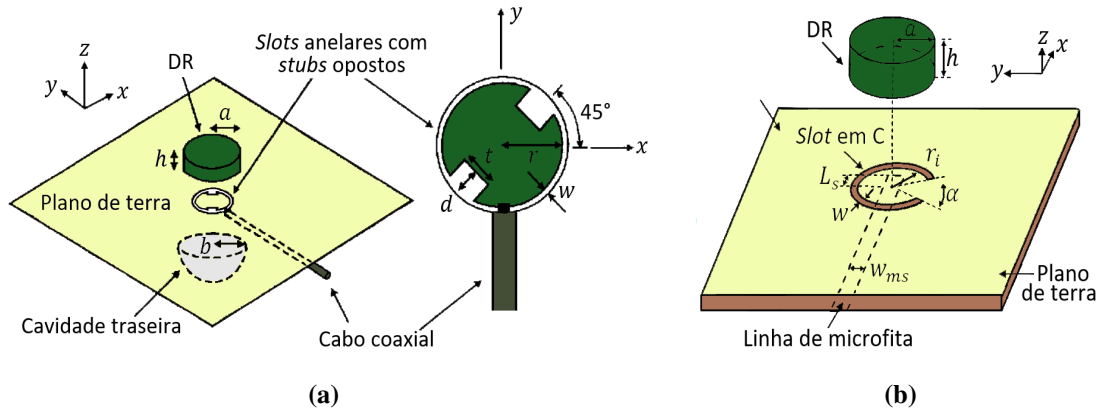


Figura 29: DRAs cilíndricas alimentadas por *slots* anelares (a) com *stubs* e (b) no formato de C. Fonte: Leung & Mok (2001), Huang & Kuo (2002), adaptadas.

3.5.4 DRA Cruzada

A DRA cruzada consiste de dois DRs retangulares juntos e cruzados ortogonalmente em uma única estrutura. A DRA é posicionada sobre um plano de terra e alimentada por um *slot* simples, que pode ser acoplado a uma linha de microfita. A disposição cruzada das duas ramificações produz dois modos linearmente polarizados espacialmente ortogonais, o que gera polarização circular. As dimensões iniciais de cada ramo retangular, para uma dada frequência de ressonância, podem ser calculados independentemente sem considerar a interação mútua através das equações para DRAs retangulares. Entretanto, ajustes devem ser feitos no sentido de corrigir o desvio provocado pela interação entre os dois ramos (PETOSA, 2007).

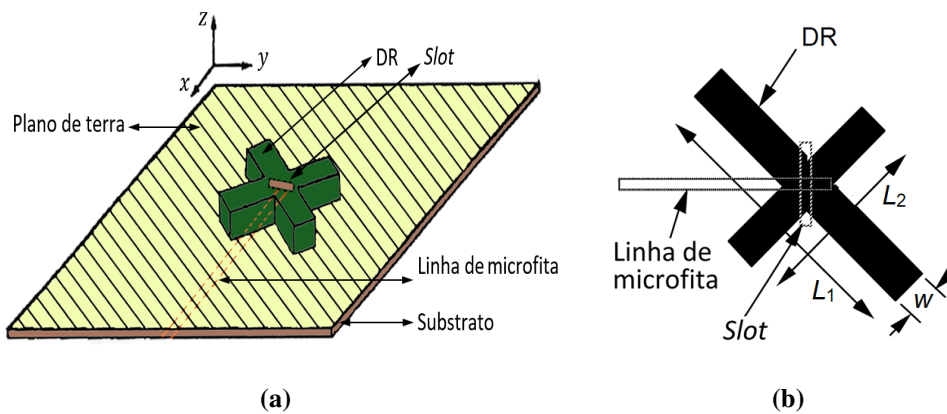


Figura 30: DRAs cruzadas alimentada por *slot*. (a) Sobre um plano de terra. (b) Ilustração com detalhes. Fonte: Ittipiboon *et al.* (1994), Luk & Leung (2003), Petosa (2007) adaptadas.

Em Ittipiboon *et al.* (apud PETOSA, 2007), foi proposta uma DRA cruzada com seus ramos rotacionados 45° em relação a um *slot*, respectivamente, conforme Figura 30. Os parâmetros são $\epsilon_r = 10,8$, altura e largura $h = w = 3$ mm, comprimentos $L_1 = 11,5$ mm e $L_2 = 7$ mm. A antena foi projetada para operar em 11 GHz com $BW[\%]_{AR=3dB} = 4\%$. Em Petosa, Ittipiboon & Cuhaci (1996), foi obtida uma largura de banda $BW[\%]_{AR=3dB} = 5\%$ na frequência de 11,5 GHz com comprimento e largura do *slot* iguais a 4,6 mm e 0,67 mm, respectivamente, e mesmo ϵ_r , $h = 3,15$ mm, $w = 3,2$ mm, $L_1 = 10$ mm e $L_2 = 6$ mm. Em Carrie *et al.* (1996), foi obtido uma largura de banda $BW[\%]_{AR=3dB} = 4\%$ na frequência de 18,5 GHz também com $\epsilon_r = 10,8$, $h = 2$ mm, $w = 1,8$ mm, $L_1 = 4$ mm e $L_2 = 6$ mm, com comprimento e largura do *slot* iguais a 2,6 mm e 0,6 mm, respectivamente.

3.5.5 DRA de Setor Cilíndrico

O primeiro trabalho envolvendo polarização circular em um setor cilíndrico foi realizado por Tam & Murch (2000) com um setor de 180° , mostrado na Figura 31a. A DRA com $\epsilon_r = 12$, $a = 18$ mm e $h = 15$ mm foi posicionada sobre um plano de terra e alimentada por uma sonda metálica, excitando os modos $TM_{11\delta}$ e $TM_{21\delta}$. O valor de $BW[\%]_{AR=3dB}$ foi igual a 10% da frequência central 2,675 GHz.

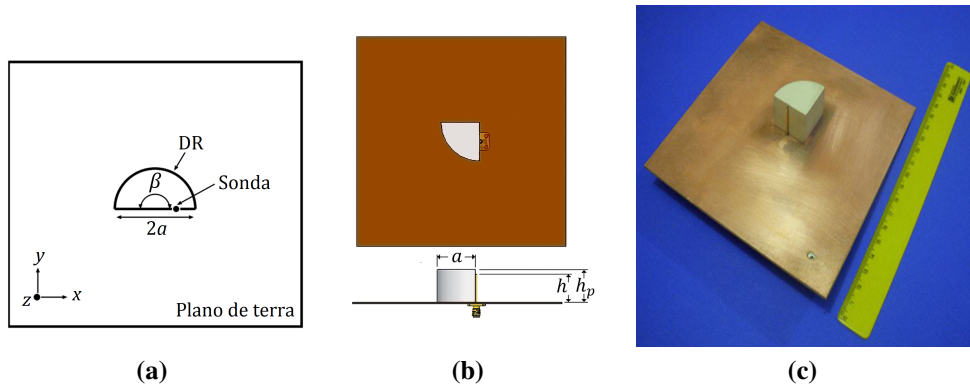


Figura 31: Exemplos de DRAs de setor cilíndrico circularmente polarizadas. (a) Setor de 180° . Fonte: Tam & Murch (2000), Luk & Leung (2003), adaptada. (b) Esquemático de um setor de 90° e (c) vista superior do protótipo. Fonte: Bezerra (2012), Bezerra *et al.* (2015), adaptadas.

Um trabalho recente publicado por Bezerra *et al.* em 2015 demonstrou a utilização de uma DRA de setor cilíndrico de 90° para a geração de polarização circular, projetado no Laboratório de Telecomunicações e Ciência e Engenharia de Materiais (LOCEM). A DRA com $\epsilon_r = 13,35$, $a = 28$ mm e $h = 24$ mm, também alimentada por sonda metálica em uma de suas faces, excitou em quadratura de fase os modos $TM_{01\delta}$ e $TM_{41\delta}$. A Figura 31b mostra a ilustração geral do esquema e a Figura 31c mostra a vista superior do protótipo fabricado. Como pode ser visto

nas Figuras 31b e 31c, a sonda está posicionada na região central de uma das faces da DRA. Inicialmente, os dois modos foram percebidos quando a sonda foi posicionada no canto direito da mesma face, o primeiro em 1,96 GHz e o segundo em 2,71 GHz. Ao posicionar a sonda no centro da face, verificou-se que o modo $TM_{41\delta}$ sofreu uma forte perturbação que o trouxe para uma frequência próxima à do modo $TM_{01\delta}$, resultando na formação de quadratura de fase. Os resultados exibiram $BW[\%]_{AR=3dB} = 3,1\%$, com valor mínimo de 1,1 dB em 2,26 GHz.

3.5.6 Tiras ou *Patches* Parasitas

Uma outra forma de gerar polarização circular em DRAs é através da perturbação de um dos modos degenerados pelo ajuste da posição e das dimensões de um elemento parasita no DR. Desta forma, nem a alimentação nem o DR são modificados. Portanto, o casamento de impedância pode ser ajustado com a alimentação, e a polarização circular pode ser ajustada com os elementos parasitas, de forma que uma tarefa não interfira na outra (PETOSA, 2007).

Em Lee *et al.* (2000), a polarização circular foi alcançada com a utilização de duas tiras metálicas verticais impressas na superfície de um DR cilíndrico com $\epsilon_r = 9,5$, $a = 7,01$ mm e $h = 10,54$ mm. As duas tiras metálicas, com largura $w_s = 3$ mm e comprimento igual a h , são posicionadas em $\phi = 45^\circ$ e $\phi = 225^\circ$ em relação ao eixo x , de acordo com a Figura 32a. Cada tira possui uma extensão horizontal sobre o DR com comprimento $l_s = 3$ mm. A DRA cilíndrica foi posicionada sobre um substrato e alimentada por uma tira vertical com altura e largura $l_f = w_s = 3$ mm, sendo conectada a uma linha de microfita. Os resultados exibiram $BW[\%]_{AR=3dB} = 2,2\%$, com valor mínimo de 1,7 dB em 6,3 GHz. Em Long *et al.* (2001), foi estudado um DR cilíndrico posicionado sobre um plano de terra e alimentado por uma tira vertical acoplada a uma sonda metálica. Uma tira vertical parasita foi posicionada em $\phi = 135^\circ$ em relação à alimentação. Segundo os autores, a configuração incrementou a largura de banda de impedância e proporcionou polarização circular em 2,36 GHz, apresentando largura de feixe de 45° em *broadside* com razão axial menor que 3 dB em ambos os planos E e H . Em Leung, Wong & Ng (2002), uma DRA cilíndrica com $\epsilon_r = 9,5$, $a = 7$ mm e $h = 10,8$ mm foi alimentada por um *slot* anelar concêntrico de raio $r = 4,5$ mm e largura $w = 0,8$ mm. A utilização de um *patch* parasita com comprimento $l_p = 4,4$ mm, largura $w_p = 7,7$ mm e posição $\phi = 25^\circ$ proporcionou polarização circular, com $BW[\%]_{AR=3dB} = 2,2\%$ e AR mínima de 0,41 dB em 4,81 GHz. Além disso, foi constatado que a inserção do *patch* parasita não afetou a largura de banda gerada pelo *slot*, e que a variação da sua posição de 25° a 35° não prejudicou a razão axial e o casamento de impedância.

Em Ng & Leung (2001), Leung & Ng (2003), foi desenvolvido um trabalho teórico

empregando o método dos momentos, no qual foi analisada uma DRA hemisférica posicionada sobre um plano de terra e alimentada por uma tira conforme de comprimento $l_1 = 13$ mm e largura $w_1 = 1,2$ mm acoplada a um cabo coaxial, de acordo com a Figura 32b. A DRA operou no seu modo fundamental TE_{111} , com $\epsilon_r = 9,5$ e $a = 12,5$ mm. Um *patch* conforme parasita e aterrado com comprimento $l_2 = 7,9$ mm e largura $w_2 = 2,2$ mm foi inserido a partir de um ângulo $\phi = 157,4^\circ$ em relação ao eixo x . A localização e a posição do *patch* foram ajustadas para alcançar a polarização circular. No entanto, foi constatado que a posição do *patch* parasita influencia mais do que o seu tamanho na diferença de fase entre E_ϕ e E_θ . Os resultados calculados indicaram $BW[\%]_{AR=3dB} = 2,4\%$, com AR mínima de 0 dB na frequência de 3,56 GHz. Os resultados experimentais demonstraram concordância com os simulados.

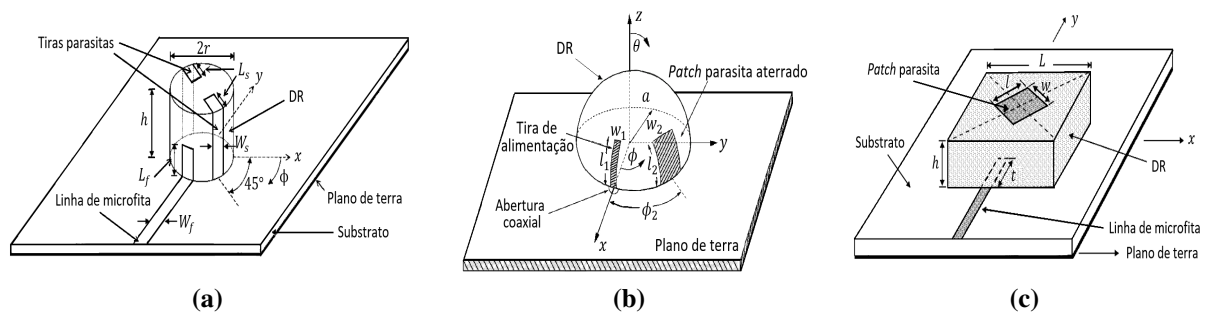


Figura 32: (a) DRA hemisférica alimentada por tira vertical com *patch* parasita, (b) DRA retangular alimentada por microfita com *patch* parasita e (c) DRA cilíndrica alimentada por tira vertical com tiras parasitas opostas. Fonte: Leung & Ng (2003), Hsiao, Chiou & Wong (2001), Lee *et al.* (2000), adaptadas.

Em Hsiao, Chiou & Wong (2001), foi utilizado um DR retangular de baixo perfil, com $\epsilon_r = 79$, $a = b = 28,2$ mm e $h = 4,9$ mm, posicionado sobre um substrato e alimentado diretamente por uma linha de microfita. A polarização circular foi alcançada utilizando um *patch* parasita retangular, com comprimento $l = 7$ mm e largura $w = 5$ mm, rotacionado de tal forma que suas linhas centrais são alinhadas com as diagonais do DR, de acordo com a Figura 32c. O modo excitado foi o TE_{111} , que se dividiu em dois modos ortogonais quase-degenerados. Os resultados indicam $BW[\%]_{AR=3dB} = 1,1\%$ da frequência de operação de 2220 MHz. Além disso, os autores constataram que a polarização é do tipo LHCP quando $l > w$ e RHCP quando $l < w$. Em Li, Ng & Leung (2004), também foi excitado o modo TE_{111} em uma DRA retangular com $\epsilon_r = 79$, $a = 14,3$ mm, $b = 25,4$ mm e $h = 26,1$ mm, posicionada sobre um plano de terra e alimentada por um *slot*, com comprimento $l = 21$ mm e largura $w = 2$ mm, acoplado a uma linha de microfita. Uma tira parasita de comprimento $l_p = 13$ mm e largura $w_p = 3$ mm produziu polarização circular à esquerda com $BW[\%]_{AR=3dB} = 3\%$, com frequência de operação de 3,43 GHz.

3.5.7 Slot Cruzado

Neste tipo de configuração, as DRAs são posicionadas sobre um plano de terra e alimentadas por um *slot* formado dois ramos retangulares e ortogonais entre si. O primeiro exemplo de DRA circularmente polarizada alimentada por um *slot* cruzado foi relatado em Huang, Wu & Wong (1999), Huang & Yang (1999). A configuração geral de uma DRA alimentada por *slot* cruzado é mostrada na Figura 33. O DR possui geometria cilíndrica, com $\epsilon_r = 79$, $a = 14,72$ mm e $h = 5,1$ mm, e cada ramo do *slot* cruzado possui inclinação de 45° em relação a linha de microfita em sentidos opostos, um no sentido horário e o outro no anti-horário. Os dois ramos possuem comprimentos mm $L_{s1} = 13$ mm e $L_{s2} = 12$ mm, e largura $w_{s1} = w_{s2} = 1$ mm. Um comprimento de *stub* de 10 mm foi adicionado para casamento de impedância. O modo excitado foi o $HEM_{11\delta}$, o qual se dividiu em dois modos quase-degenerados através de uma ligeira diferença entre os comprimentos dos dois ramos, produzindo quadratura de fase. De acordo com os autores, quando $L_{s2} > L_{s1}$, o tipo de polarização é RHCP (o caso da antena proposta), e para $L_{s1} > L_{s2}$, é do tipo LHCP. A DRA apresentou $BW[\%]_{AR=3dB} = 3,91\%$ da frequência central de 2044 MHz. Em Almpanis, Fumeaux & Vahldieck (2006), a DRA apresentou polarização do tipo LHCP e alcançou $BW[\%]_{AR=3dB} = 4,7\%$ da frequência de operação de 5,7 GHz. Foi utilizado um DR cilíndrico com $\epsilon_r = 9,8$, $a = 15,2$ mm e $h = 5,1$ mm e *slot* cruzado com $L_{s1} = 11,4$ mm e $L_{s2} = 8,9$ mm⁸ e $w_{s1} = w_{s2} = 0,3$ mm. Os ramos 1 e 2 foram projetados com valores individuais de *stub* iguais a 4,2 mm e 4,7 mm, respectivamente. Em (HONG; HUANG, 2001), foi utilizada uma configuração semelhante para alimentar duas DRAs cilíndricas em um arranjo circularmente polarizado. Cada elemento do arranjo produziu polarização do tipo RHCP com $BW[\%]_{AR=3dB} = 1,94\%$ da frequência operação de 2011 MHz, para $\epsilon_r = 37,54$, $a = 13,02$ mm e $h = 29,37$ mm, $L_{s1} = 11$ mm, $L_{s2} = 16$, $w_{s1} = w_{s2} = 1$ mm e *stub* de 10 mm.

Assim como nas Seções 3.5.3 e 3.5.6, o DR não precisa ser modificado para que seja alcançada a quadratura de fase na DRA, apenas a alimentação. A desvantagem desta técnica é a potencial geração de irradiação traseira, o que reduz a relação frente-costas. Isso pode ser minimizado ao reduzir as dimensões do *slot* cruzado para valores menores do que $\lambda_g/2$ ou substituindo a linha de microfita por uma *stripline* (PETOSA, 2007).

⁸Os símbolos L_{s1} e L_{s2} estão trocados com relação à orientação da inclinação nas referências Huang & Yang (1999) e Almpanis, Fumeaux & Vahldieck (2006). Na primeira referência, o ramo 1 é aquele inclinado 45° no sentido horário em relação à linha de microfita, enquanto que o ramo 2 está inclinação 45° no sentido anti-horário. Na segunda referência ocorre o contrário. Para efeito de entendimento, adotou-se nesta dissertação L_{s1} ou L_{slot1} como comprimento do ramo inclinado 45° no sentido anti-horário, e L_{s2} ou L_{slot2} como comprimento do ramo inclinado 45° no sentido horário.

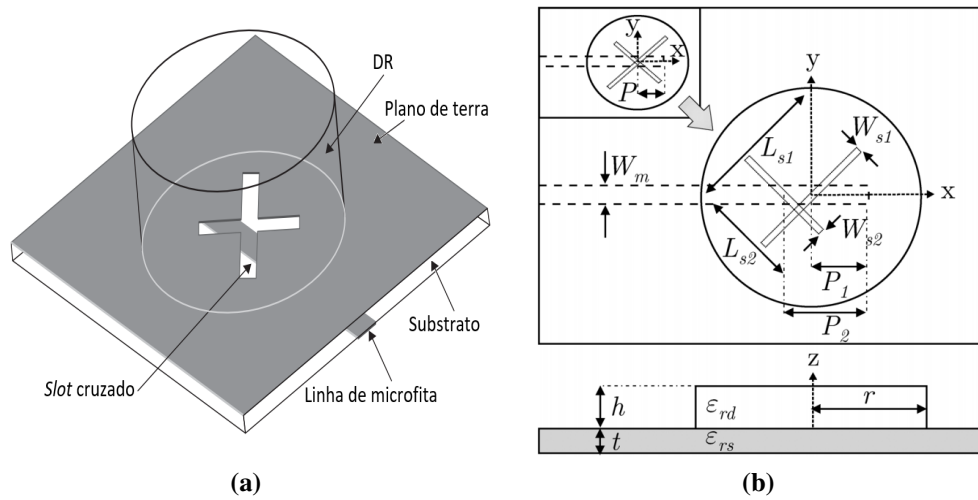


Figura 33: DRAs cilíndricas alimentadas por *slot* cruzado. (a) Configuração geral. (b) Exemplo com *slots* de comprimentos desiguais e deslocados. Fonte: Gao, Luo & Zhu (2013), Almpanis, Fumeaux & Vahldieck (2006), adaptadas.

3.5.8 Outras Técnicas

Esta seção destaca outros trabalhos com DRAs circularmente polarizadas e excitadas por um único ponto de alimentação, empregando esquemas diferentes daqueles mencionados nas Seções 3.5.1 a 3.5.7. No próximo parágrafo, será feita uma breve descrição dos esquemas empregados. Os resultados dos esquemas aqui relatados são exibidos na Tabela 3, que destacam a geometria do DR, as dimensões (comprimento l , largura w , altura h , raio a , comprimentos dos eixos maior e_1 e menor e_2 (geometria elíptica), comprimentos e larguras das bases inferior l_{bi} e w_{bi} , e superior l_{bs} e w_{bs} (geometria trapezoidal)) em mm e permissividade relativa do DR, o tipo de alimentação, o tipo de técnica utilizada para geração de polarização circular, a largura de banda abaixo de 3 dB (%), a referência bibliográfica e a ilustração correspondente na Figura 34.

Semelhantemente à técnica mencionada na Seção 3.5.6, a inserção de *slots* parasitas também pode gerar polarização circular em DRAs, como em Huang & Ling (2003), onde quatro *slots* parasitas são inseridos em pares ao longo das duas diagonais do plano de terra. Todos os *slots* possuem a mesma largura. Os comprimentos dos *slots* que formam um par em uma determinada diagonal são iguais e diferentes dos comprimentos do outro par na outra diagonal. Outra técnica interessante é a utilização de um *patch* de microfita com dielétrico carregado, no qual são inseridos DRs retangulares abaixo dos lados do *patch*, que é projetado para irradiar dois modos quase-degenerados e espacialmente ortogonais (CURRIE *et al.*, 2001; PETOSA, 2007). Em Yang *et al.* (2007), foram propostas duas configurações para uma DRA elíptica, uma alimentada por sonda e outra por *slot* acoplado a uma linha de microfita. A quadratura de

fase entre os modos é alcançada através da diferença entre os eixos maior e menor da elipse e da rotação da mesma em torno do eixo x por 45° . Em Fakhte, Oraizi & Karimian (2014), foi proposta uma DRA circularmente polarizada formada por 4 DRs retangulares empilhados e rotacionados um em relação ao outro (como uma escada giratória). Cada camada é rotacionada 30° em relação à anterior, iniciando de 0° e terminando em 90° . Os modos excitados foram o TE_{111}^y e TE_{111}^x . Os autores constataram que o TE_{111}^y (orientado no eixo x) foi excitado pelo *slot* e o TE_{111}^x (orientado no eixo y) foi excitado devido à perturbação provocada pela rotação das outras camadas. Em Sulaiman & Khamas (2010), a largura de banda de polarização circular foi aumentada com a utilização de uma tira espiral quadrada alimentando uma DRA retangular em uma de suas faces. A distribuição de corrente da onda progressiva ao longo da tira excita dois modos quase-degenerados necessários para produzir quadratura de fase. Em Lu, Leung & Pan (2011), foi proposta uma DRA retangular oca alimentada por uma tira vertical. Esta configuração também excitou os dois modos ortogonais TE_{111}^x e TE_{111}^y . A perturbação ocorreu quando a tira foi posicionada a uma certa distância do centro de um dos lados da DRA. A largura de banda abaixo de 3 dB apresentada pela DRA retangular oca foi cerca de três vezes maior que a DRA retangular sólida. Em Pan & Leung (2010), foi obtida uma excelente largura de banda abaixo de 3 dB com uma DRA trapezoidal. A polarização circular foi obtida com a excitação de modos degenerados através de um *slot*, ao qual o DR apresenta-se rotacionado por 45° . Em Khalily, Kamarudin & Jamaluddin (2013), foi proposta uma DRA retangular truncada nos dois cantos na direção de uma de suas diagonais e alimentada por uma tira vertical cônica em um dos lados. A polarização circular foi obtida através do truncamento e foi ajustada por meio da posição da alimentação e por uma segunda porta (sem alimentação externa) terminada por um resistor em outro lado perpendicular ao da alimentação. De todas as configurações apresentadas nesta seção, esta foi a que proporcionou a maior das larguras de banda de polarização circular.

Tabela 3: Resultados de outras técnicas para geração de polarização circular em DRAs.

Técnica	Geometria	Parâmetros	Alimentação	BW	Referência	Figura
<i>Slots</i> parasitas	Cilíndrica	$a = 14,72$ $h = 5,1$ $\epsilon_r = 79$	Tira vertical	2,7	Huang & Ling (2003)	34a
<i>Patch</i> de microfita com dielétrico carregado	Retangular	$l = 22$ $w = 5$ $h = 4$ $\epsilon_r = 20$	<i>Slot</i> cruzado	2,5	Currie <i>et al.</i> (2001)	34b
Geometria	Elíptica	$e_1 = 4,5$ $e_2 = 3$ $h = 5,8$ $\epsilon_r = 10,2$	Sonda <i>Slot</i>	5,2 4,2	Yang <i>et al.</i> (2007)	34c
Empilhamento e rotação das camadas	Retangular	$l = 15$ $w = 5$ $h = 1,27$ $\epsilon_r = 10,2$	<i>Slot</i>	6	Fakhte, Oraizi & Karimian (2014)	34d
Cavidade oca	Retangular	$l = 57,5$ $w = 21,7$ $h = 23$ $\epsilon_r = 9,4$	Tira vertical	12,4	Lu, Leung & Pan (2011)	34e
Geometria	Trapezoidal	$l_{bi} = 24$ $w_{bi} = 14,2$ $l_{bs} = 40$ $w_{bs} = 23,5$ $h = 37,5$ $\epsilon_r = 9,4$	<i>Slot</i>	21,5	Pan & Leung (2010)	34f
Alimentação	Retangular	$l = 26,1$ $w = 14,3$ $h = 25,4$ $\epsilon_r = 9,3$	Tira espiral quadrada	14	Sulaiman & Khamas (2010)	34g
Truncamento e porta terminada com resistor	Retangular	$l = 37$ $w = 37$ $h = 7,9$ $\epsilon_r = 10$	Tira vertical cônica	43	Khalily, Kamarudin & Jamaluddin (2013)	34h

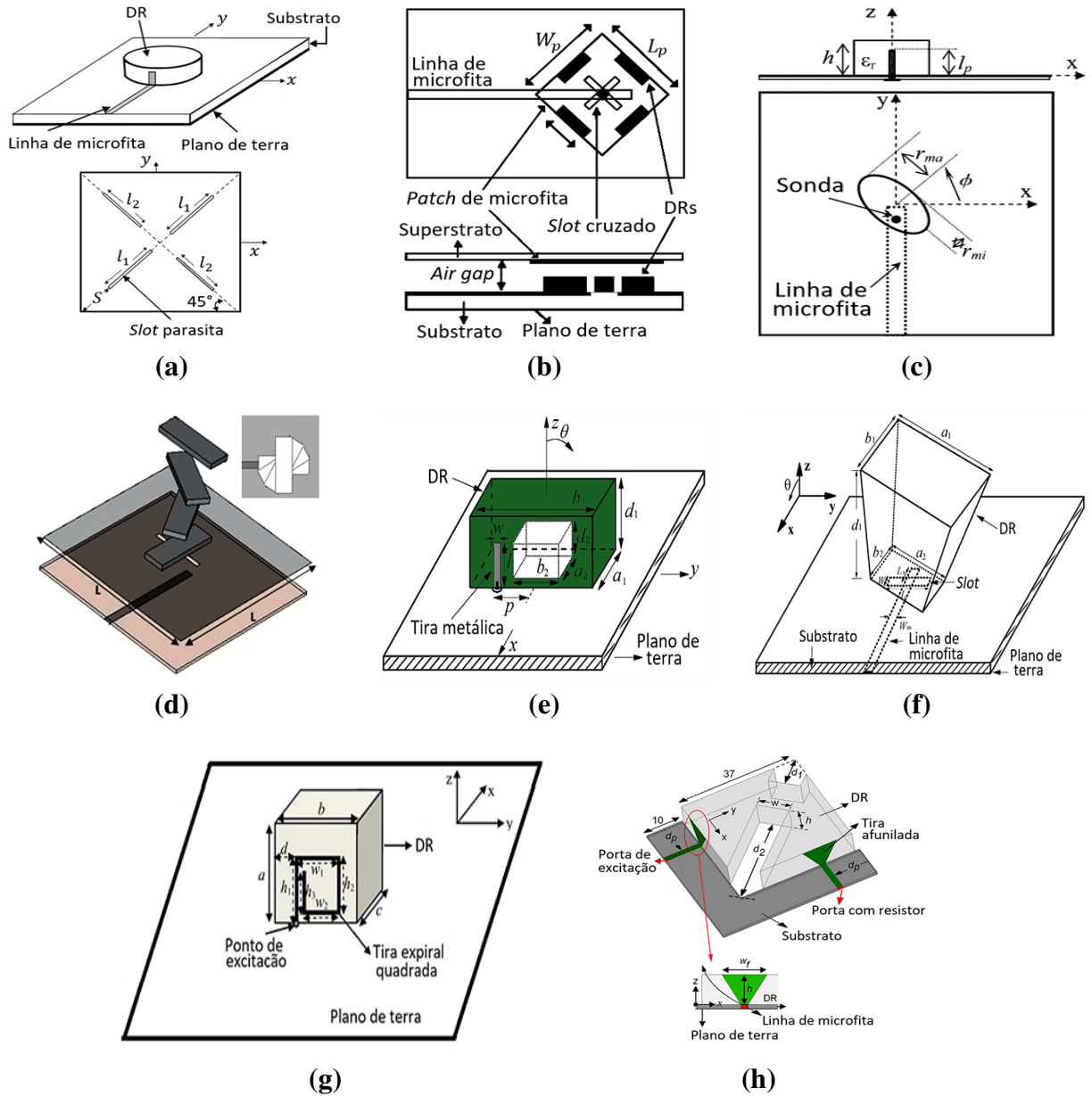


Figura 34: Outras geometrias e esquemas para geração de polarização circular em DRAs. (a) DRA com *Slots* parasitas, (b) *Patch* de microfita com dielétrico carregado, (c) DRA elíptica, (d) DRAs retangulares empilhadas no formato de escada, (e) DRA retangular oca, (f) DRA trapezoidal, (g) DRA retangular cortada diagonalmente com plano de terra e substrato no formato de L, (h) Tira Espiral Quadrada. Fonte: Huang & Ling (2003), Currie *et al.* (2001), Yang *et al.* (2007), Fakhte, Oraizi & Karimian (2014), Lu, Leung & Pan (2011), Pan & Leung (2010), Sulaiman & Khamas (2010), Khalily, Kamarudin & Jamaluddin (2013), adaptadas.

MÉTODO UTILIZADO

Este capítulo tem como objetivo descrever qualitativamente o método numérico empregado neste trabalho para as simulações numéricas da antena proposta, bem como uma breve descrição do *software* comercial utilizado para a sua implementação.

4.1 Método dos Elementos Finitos

DE acordo com Jin (2014), o método dos elementos finitos (FEM, do inglês *finite element method*) é uma técnica numérica utilizada para obter soluções aproximadas para problemas de valor de contorno de física matemática, sendo pertencente à classe dos métodos de equações diferenciais parciais (VOLAKIS; CHATTERJEE; KEMPEL, 1998).

4.1.1 Histórico

Segundo textos encontrados em vários livros, a origem deste método é comumente atribuída ao trabalho de Courant (1943), que examinou aproximações por partes no apêndice de seu artigo. A estratégia de Courant consistia em modificar a ideia inicialmente proposta por Gauss, que se utilizava de apenas uma única função para aproximar uma solução em toda uma região de interesse (ou domínio). Entretanto, Courant propôs uma aproximação feita por funções contínuas válidas em pequenas partes do domínio. Como exemplo, a Figura 35 mostra a solução exata de um problema representada por uma parábola e uma aproximação razoável utilizando um número finito de retas (elementos ou trechos).

Dessa forma, com apenas os valores de x nos três nós que unem os trechos, pode-se obter a solução aproximada traçando-se as quatro retas. A obtenção da solução aproximada requer que haja continuidade da função utilizada em cada trecho, isto é, que não existam dois valores da solução y para um mesmo valor de x . Paralelamente, Hrennikoff (apud ZIENKIEWICZ; TAYLOR, 2000) mostrou que pode-se obter soluções razoavelmente boas para um problema de elasticidade (em mecânica dos sólidos) substituindo pequenas porções do sólido por uma

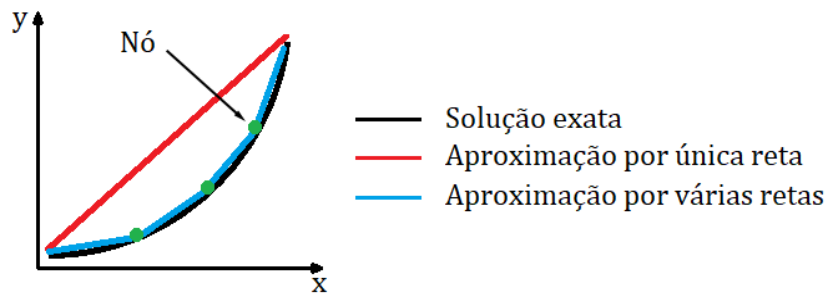


Figura 35: Aproximação por funções contínuas por partes.

disposição de barras elásticas simples conectadas entre si. Na década de 1950, Argyris introduziu o método na indústria aeroespacial com técnicas matriciais de análise estrutural (ARGYRIS; KELSEY, 1960; VOLAKIS; CHATTERJEE; KEMPEL, 1998). Em 1956, Turner, Clough & Topp propuseram um método conhecido como análise matricial a partir de pequenos triângulos, os quais cobriam toda uma superfície analisada, destinado a painéis de aeronaves. Em 1960, a técnica recebeu o nome de método dos elementos finitos com a publicação de Clough (apud CLOUGH, 1990). Na mesma década, o FEM foi apresentado à comunidade de engenharia. Até então voltado para cálculos de análise estrutural, após 1968, o FEM foi aplicado a problemas de eletromagnetismo, como guias de ondas, máquinas elétricas, microfitas, entre outros (SADIKU, 2000).

4.1.2 Conceitos Básicos do FEM

De acordo com Jin (2014), o moderno FEM foi formado por dois métodos clássicos, o método variacional de Ritz, também chamado de Rayleigh-Ritz, e o método de Galerkin. Em resumo, o conceito do FEM baseado em Rayleigh-Ritz-Galerkin consiste em escolher um número finito de funções de comparação (*trial functions*) $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_N$ de forma que, dentre todas as combinações lineares $\sum q_i \Phi_i$, seja possível encontrar uma função u que reduz uma dada expressão, por exemplo, de energia potencial. Este problema a ser resolvido, no caso a energia potencial, deve estar em sua forma variacional⁹. Os pesos q_i desconhecidos são determinados por um sistema de N equações algébricas discretas em vez de uma equação diferencial. Esse processo de redução é conhecido como aproximação de Ritz e leva a uma expressão diferencial (equação de Euler) para u (STRANG; FIX, 1973). A análise de um problema através do FEM

⁹O cálculo variacional trabalha com funcionais (conjunto de funções de um conjunto A para um conjunto B de uma determinada classe) $E : \mathcal{F} \rightarrow \mathbb{R}$ definidos em um espaço vetorial $\mathcal{F}$ de funções, diferentemente do cálculo diferencial de funções de n variáveis $f : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ definidas no espaço vetorial $\mathbb{R}^n$. O principal objetivo do cálculo variacional é determinar os pontos críticos (máximos ou mínimos), geralmente estacionários de funcionais. Tais pontos representam funções que satisfazem as equações de Euler. Para maiores detalhes, pode-se consultar a referência Neto (2005). Outro texto interessante está disponível no endereço http://www.df.ufcg.edu.br/~romulo/seminarios/wilson_hugo/calcvariac.pdf.

é estruturada em quatro passos fundamentais (SADIKU, 1989, 2000):

1. Discretização ou subdivisão do domínio;
2. Seleção das funções de interpolação;
3. Formulação do sistema de equações;
4. Solução do sistema de equações.

No FEM, a região de interesse (domínio) a ser analisada é dividida em sub-domínios, chamados de elementos finitos. A subdivisão do domínio é chamada de discretização ou *meshing*. O conjunto formado por todos os elementos é chamado de malha. Para um domínio unidimensional, os elementos são frequentemente segmentos curtos de linha. Para domínios bidimensionais, os elementos podem ser triângulos ou retângulos. Para domínios tridimensionais, os elementos podem assumir a forma de tetraedros, prismas triangulares ou blocos retangulares. Das três formas tridimensionais, a tetraédrica é mais simples e adequada a domínios com geometria arbitrária (JIN, 2014). Os valores dos campos são calculados dentro de cada elemento através de funções de interpolação (funções de forma ou de base) e, a partir do estudo ocorrido a nível local, consegue-se descrever aproximadamente o comportamento do problema global. A Figura 36 ilustra o processo de discretização de um domínio bidimensional em uma malha constituída por elementos finitos triangulares. Ao considerar os 4 vértices do domínio como nós e acrescentando-se um nó intermediário em seu interior, pode-se dividi-la em 4 elementos. Assim, o resultado final de um problema pode ser obtido discretizando-se o domínio de forma a analisar o seu comportamento diretamente nos nós, aplicando as devidas condições de contorno e selecionando a resposta que mais se aproxima da solução com o menor erro em vez de tratar o problema como um todo.

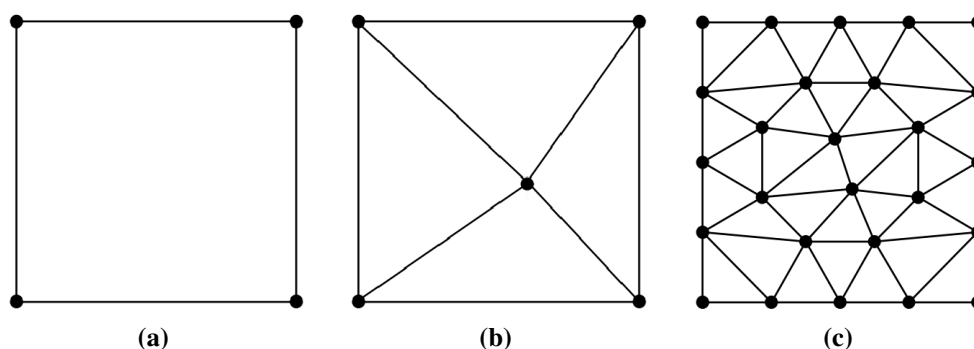


Figura 36: Representação de domínio bidimensional discretizado. (a) Domínio representado por 4 nós (vértices). (b) Divisão do domínio em 4 elementos com o acréscimo de um nó em seu interior. (c) O mesmo domínio discretizado com vários nós.

As funções de forma utilizadas para modelar campos arbitrários em termos dos coeficientes desconhecidos podem ser do tipo nodal ou de arestas. As funções nodais são representadas por valores de campo em nós. As funções de aresta baseiam-se nos valores médios do campo sobre as arestas do elemento. Em eletromagnetismo, foram identificados modos espúrios na modelagem de cavidades quando se utilizava a abordagem nodal, o que gerava problema na análise, uma vez que havia continuidade imposta pelas funções em todos as três componentes espaciais. Com a análise de arestas, a continuidade ocorre somente ao longo da componente tangencial do campo, o que se aproxima do comportamento dos componentes de campo ao longo das fronteiras de materiais descontínuos (REDDY *et al.*, 1994; VOLAKIS; CHATTERJEE; KEMPEL, 1998).

Na análise de estruturas tridimensionais, foram definidos conjuntos de funções que operam nas arestas de cada elemento em vez dos nós, chamadas de funções de base vetorial (ou base de arestas). Com a utilização de funções de base vetorial, os divergentes dos campos elétrico e magnético são respeitados ao longo de todo o domínio e os problemas com modos espúrios foram completamente eliminados (LEE; SUN; CENDES, 1991; WANG; IDA, 1993; VOLAKIS; CHATTERJEE; KEMPEL, 1998). Embora seja aplicada eficientemente a estruturas fechadas, como guias de onda, tal técnica não contemplava a irradiação.

4.1.3 Condição de Contorno Absorvente e Camada Perfeitamente Casada

As equações de onda necessitam de um contorno que absorva as ondas nele incidentes sem refleti-las e que seja computacionalmente viável. Considerando que a condição de irradiação não está explícita na formulação do FEM, havia a necessidade da concepção de paredes absorventes que limitassem o espaço livre adjacente, de forma que fosse possível a simulação de campos irradiados. Portanto, se nenhum critério for definido para fechar um determinado domínio, a solução pode levar a um armazenamento infinito de dados durante a simulação, o que seria impraticável. Esse problema foi inicialmente tratado com a chamada condição de contorno absorvente (ABC, do inglês *absorbing boundary condition*) (ENGQUIST; MAJDA, 1977; STUPFEL; MITTRA, 1996).

A princípio, a condição de contorno absorvedora deveria ser independente do ângulo de incidência. Entretanto, uma onda arbitrária pode ser decomposta em múltiplas ondas, com ângulos de incidência em várias direções. No caso de incidências não normais à parede absorvedora, haverá erros nos cálculos devido a múltiplas reflexões, sendo que tais erros aumentam com o aumento do ângulo de incidência. Portanto, a condição ABC geralmente não pode ser usada em todos os casos, pois exige-se que a onda incidente na parede absorvedora

seja plana. Além disso, a ABC é formulada apenas para materiais homogêneos nas fronteiras. Em relação ao problema de incidência da onda, pode-se minimizá-lo posicionando o contorno absorvedor a grandes distâncias do elemento irradiante, de forma que as ondas incidentes sejam tratadas como ondas planas. No entanto, essa abordagem exigiria uma grande quantidade de elementos de malha que preenchessem o espaço livre truncado até tais distâncias (RAMAHI, 1999; JIN, 2014).

Dadas as dificuldades impostas pela condição ABC para estruturas irradiantes, um novo conceito foi introduzido por Berenger em 1994 para o problema dos contornos absorventes para equações de onda. Na nova abordagem, foi demonstrado que um meio absorvedor especial poderia ser introduzido de modo que as ondas não refletissem nos seus contornos. Em vez de utilizar uma condição de contorno absorvente, Berenger utilizou uma camada de fronteira absorvente, chamada de camada perfeitamente casada (PML, do inglês *perfectly matched layer*). A PML representa uma camada artificial absorvedora para equações de onda que limita computacionalmente as regiões de fronteira aberta, como no caso do espaço livre, e possui como grande vantagem a eliminação do problema das reflexões e da necessidade de grandes regiões para os cálculos.

4.2 Simulador Numérico: Descrição Técnica

O HFSSTM (*High Frequency Structure Simulator*) é um *software* comercial pertencente à empresa Ansoft, LLC. Trata-se de um programa de alto desempenho destinado a simulações numéricas de estruturas tridimensionais sob altas frequências. O método utilizado para os cálculos é o FEM. Por meio do FEM tridimensional, são geradas soluções para as equações de Maxwell, das quais pode-se obter os parâmetros de espalhamento S , impedância Z , admitância Y e campos eletromagnéticos. Com este simulador, pode-se estudar diversas estruturas irradiantes complexas, como vários tipos de antenas (DRA, microfita, *slot*, corneta, monopolo, dipolo, helicoidal, entre outras) além de linhas de transmissão e filtros. O HFSSTM pode gerar diversos resultados para estruturas irradiantes, como perda de retorno, impedância de entrada, ganho, diretividade, eficiência de irradiação, razão axial para polarização circular e diagramas de irradiação de campos próximo e distante (ANSYS CORPORATION, 2010).

De acordo com as condições de contorno impostas pelo projetista, pode-se obter os campos elétrico e magnético nas várias interfaces da estrutura a ser analisada. Para problemas envolvendo estruturas limitadas, como ressoadores de cavidade ou guias de onda, o campo será calculado apenas no seu interior e nas interfaces presentes. Em estruturas com geometria

aberta, como no caso das antenas, é preciso limitar a região do espaço livre em torno da estrutura irradiante. Para estes casos, o HFSSTM pode operar tanto com a condição ABC quanto a PML. Desta forma, para estruturas irradiantes representando problemas com domínios irrestritos e infinitos, o *software* limita-os a domínios restritos e finitos. Através do FEM, são calculados os valores dos campos nas superfícies do contorno absorvedor, os quais são utilizados para calcular os campos no espaço em torno da estrutura, que se dividem em campos próximo e distante.

No projeto de uma antena no HFSSTM, são necessários o desenho da estrutura a ser estudada, o tipo de solução, o tipo de varredura em frequência e sua faixa, a atribuição do material aos componentes do desenho, a definição da(s) porta(s) de excitação e das condições de contorno, além de outras definições. Para o cálculo de campos próximos e distantes, é necessário que o projetista defina os valores das faixas de interesse para os ângulos ϕ e θ , além de escolher qual a condição de contorno absorvedora será utilizada. O simulador admite que cada porta de excitação está conectada a um guia de onda uniforme com seção transversal equivalente e calcula o campo elétrico para cada modo suportado. Na mesma porta, são geradas as matrizes S , Z e Y .

A varredura em frequência pode ser do tipo rápida, discreta ou por interpolação. A varredura rápida gera uma solução de campo para toda a faixa de frequências, sendo útil para analisar estruturas com alto fator Q e que possuam várias ressonâncias. Além disso, a varredura rápida proporciona uma representação mais precisa do comportamento da estrutura nas proximidades da frequência de ressonância. Com base na frequência central da solução adaptativa definida pelo projetista e utilizando um técnica chamada varredura adaptativa de Lanczos-Padé, o HFSSTM determina as soluções em cada valor de frequência pertencente a faixa determinada pelo projetista. A varredura por interpolação estima uma solução para a matriz S em toda a faixa de varredura. A solução geral é dada através da escolha de determinadas frequências tomadas como apropriadas para o cálculo até que a solução completa da varredura esteja dentro de uma certa tolerância de erro. Este tipo de varredura é o mais adequado para análises em grandes faixas de frequências, podendo se estender de 0 (DC) até altas frequências, e usa menos memória computacional do que a rápida. No entanto, possui solução disponível apenas na frequência de solução adaptativa definida pelo projetista, de forma que os valores de campo para as outras frequências dentro da varredura não são disponíveis (ANSOFT CORPORATION, 2009; ANSYS CORPORATION, 2011).

A discretização utilizada pelo *software* utiliza elementos finitos tetraédricos, conforme mostrado na Figura 37. Em cada vértice, são armazenados os valores dos campos ($\mathbf{E}$ ou $\mathbf{H}$) que são tangenciais às arestas do tetraedro. Além dos vértices, nos pontos intermediários das

arestas são armazenados os valores das componentes tangenciais às faces e ao mesmo tempo normais às arestas. Através destes valores, são interpolados os valores dos campos no interior de cada tetraedro. O HFSSTM emprega um processo adaptativo para a geração de uma malha precisa para determinada estrutura, visando uma melhor resolução do problema. Inicialmente, o HFSSTM gera uma malha inicial com menor qualidade. Logo após, é realizada uma série de operações adaptativas que otimizam a malha recém criada, principalmente em regiões críticas do modelo. Esse processo iterativo repete-se várias vezes (de acordo com a quantidade de passos definida pelo projetista), até que a diferença nos parâmetros de espalhamento entre a iteração atual e última iteração torne-se igual ou menor que o máximo valor de diferença (ΔS), também definido pelo projetista na configuração da solução. Quando isso acontece, há convergência e o processo adaptativo é encerrado. A maior parte do tempo da simulação dependerá do processo adaptativo de refinamento da malha. Na Figura 38, é mostrada a ilustração das malhas inicial e final de uma estrutura (ANSOFT CORPORATION, 2005; ANSYS CORPORATION, 2011).

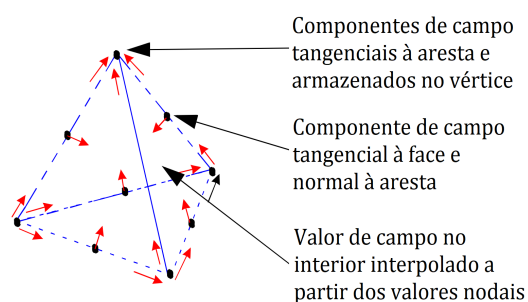


Figura 37: Representação das componentes de um campo E ou H em um elemento tetraédrico. Fonte: Ansys Corporation (2010, 2011), adaptada.

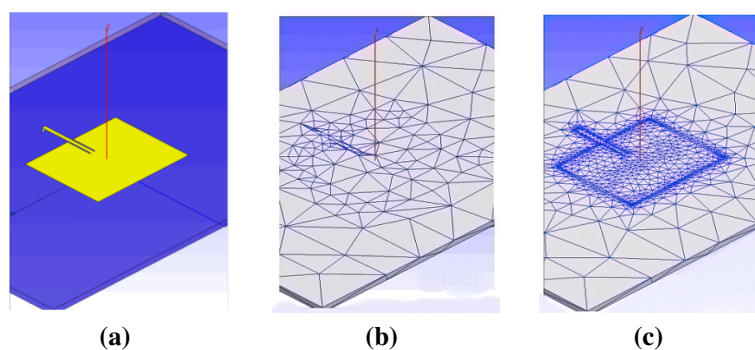


Figura 38: Ilustração de discretização por malha adaptativa. (a) Modelo da estrutura. (b) Malha inicial. (c) Malha refinada após a convergência do processo adaptativo com certo número de passos. Fonte: Ansys Corporation (2010), adaptadas.

4.3 Modelo Computacional Utilizado

O modelo computacional empregado neste trabalho, baseado no método dos elementos finitos, foi concebido no *software* HFSSTM. A Tabela 4 exibe os parâmetros de configuração aplicados ao *software* nas várias etapas da simulação numérica. A Figura 39 mostra um exemplo do modelo computacional que representa uma das configurações discutidas no Capítulo 5.

Tabela 4: Parâmetros utilizados no *software* HFSSTM para as simulações numéricas.

Parâmetro	Valor
Tipo de solução	Modal dirigida (<i>driven modal</i>)
Frequência da solução	401 MHz
Quantidade de passos adaptativos	12
Máximo ΔS	0,02
Tipo de varredura em frequência	Rápida (<i>fast</i>)
Faixa de varredura	350 MHz a 450 MHz
Passo de varredura	0,1 MHz
Absorção da irradiação	PML
PML - largura da camada	$\lambda_0/2$
PML - distância mínima de irradiação	$100\lambda_0$
PML - mínima frequência suportada	350 MHz

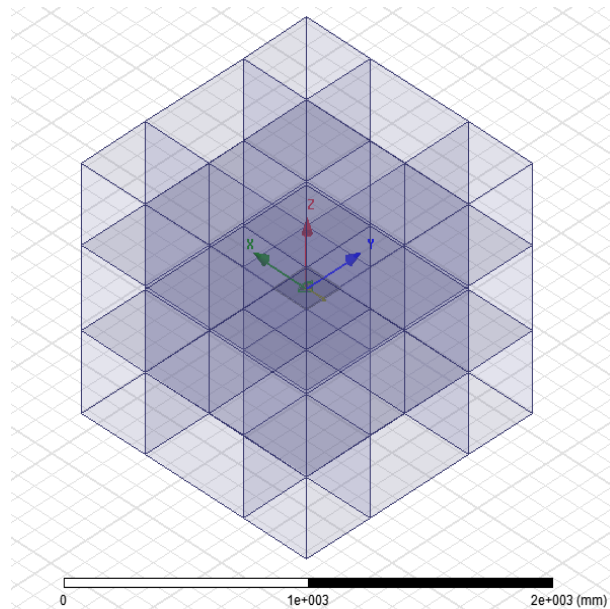


Figura 39: Representação do modelo computacional utilizando PML.

PROJETO DA ANTENA PROPOSTA

Neste capítulo serão apresentadas a modelagem da DRA proposta e alguns resultados iniciais obtidos. Além disso, serão expostas as diversas fases do projeto que justificaram as decisões tomadas para que fosse possível desenvolver computacionalmente uma DRA circularmente polarizada e compacta em relação à sua frequência de operação, que encontra-se nas proximidades de 401 MHz, em UHF.

5.1 Escolha da Geometria

A geometria escolhida para as simulações neste trabalho foi a de setor cilíndrico de 90° . Com vistas à miniaturização da antena para a frequência de operação em 401 MHz, a escolha teve como base os bons resultados dos trabalhos de Tam & Murch comentados na Seção 2.6.1, que tratam da capacidade de redução de volume em até 75% ao se utilizar a geometria de um quarto de cilindro em vez de um cilindro convencional para uma mesma frequência de operação. A segunda razão para tal escolha refere-se à capacidade de geração de polarização circular a partir de um único ponto de alimentação com geometrias de setor cilíndrico, o que foi constatado também por Tam & Murch em 2000 para um setor de 180° e, recentemente, por Bezerra *et al.* em 2015 para um setor de 90° , ambos os trabalhos expostos na Seção 3.5.5.

5.2 Levantamento das Dimensões da DRA

De acordo com o exposto no Capítulo 1, um dos objetivos deste trabalho é desenvolver computacionalmente uma antena tal que, dadas as suas dimensões no plano xy (base da DRA), a mesma possa ser disposta juntamente com outras três DRAs idênticas em um arranjo planar com rotação sequencial de 4 antenas posicionadas sobre um plano de terra de mesmo tamanho, isto é, com comprimento e largura iguais a 20 cm.

No sentido de atender de forma razoável a tal objetivo, adotou-se o valor de 6 cm como raio máximo da DRA. Logo, conforme pode-se verificar na Figura 40, a soma das dimensões de

duas DRAs em qualquer um dos eixos x ou y será igual a $a + a\sqrt{2}$. Assim, para um raio $a = 6$ cm, a soma seria aproximadamente igual a 14,5 cm. Desta forma, para um plano de terra $20\text{ cm} \times 20\text{ cm}$, ainda restariam 5,5 cm para a separação entre dois elementos lado a lado e para cada um dos elementos com as fronteiras do plano de terra.

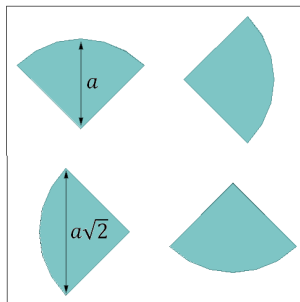


Figura 40: Ilustração do plano de terra de $20\text{ cm} \times 20\text{ cm}$ com quatro DRAs de um quarto de cilindro dispostas de forma planar e sequencialmente rotacionadas.

Utilizando a Equação (2.28), realizou-se um estudo teórico dos valores de ϵ_r necessários para operação na frequência de ressonância de 401 MHz considerando o modo fundamental $\text{TM}_{11\delta}$, bem como os modos $\text{TM}_{21\delta}$ e $\text{TM}_{01\delta}$, com $\nu = 1, 2$ e 0 , respectivamente. A Tabela 5 mostra os valores de $X'_{\nu p}$ para vários valores de ν , com $p = 1$ e $p = 2$. Os cálculos envolveram variações do raio a entre 2 cm e 6 cm. Embora seja desejável uma antena de baixo perfil, o estudo envolveu inicialmente seis valores de altura h , compreendidos entre 1 cm e 6 cm. Os resultados teóricos do estudo de ϵ_r com relação ao raio e altura são apresentados na Figura 41.

Tabela 5: Raízes da equação característica $J'_\nu(X'_{\nu p}) = 0$, para $p = 1$ e $p = 2$. Fonte: Tam & Murch (1999)

	$\nu = 0$	$\nu = \frac{1}{4}$	Valores de $X'_{\nu p}$			$\nu = 1$	$\nu = 2$
			$\nu = \frac{1}{3}$	$\nu = \frac{1}{2}$	$\nu = \frac{2}{3}$		
$p = 1$	3,832	0,769	0,910	1,166	1,401	1,841	3,054
$p = 2$	7,016	4,225	4,353	4,604	4,851	5,331	6,706

Ao analisar os gráficos da Figura 41, pode-se notar que os valores de ϵ_r referentes às configurações com $h = 10\text{ mm}$ diferenciam-se bastante daqueles referentes às demais configurações para os três modos em questão, atingindo altos valores. Verificou-se ainda que as curvas tornam-se mais suaves nos modos $\text{TM}_{11\delta}$ e $\text{TM}_{21\delta}$ para $a > 30\text{ mm}$. Analisando em particular o modo de menor ordem, $\text{TM}_{11\delta}$, pode-se constatar que as configurações com $h \geq 30\text{ mm}$ e $a \geq 30\text{ mm}$ proporcionam $\epsilon_r < 93$, as quais representam um atrativo quando se opta pela diminuição dos valores necessários de permissividade relativa. Contudo, as configurações com $a \geq 30\text{ mm}$ satisfazem as condições relativas ao espaço físico disponível no plano de terra, enquanto que $h \geq 30\text{ mm}$ não atende ao requisito de baixo perfil da antena. Os resultados da

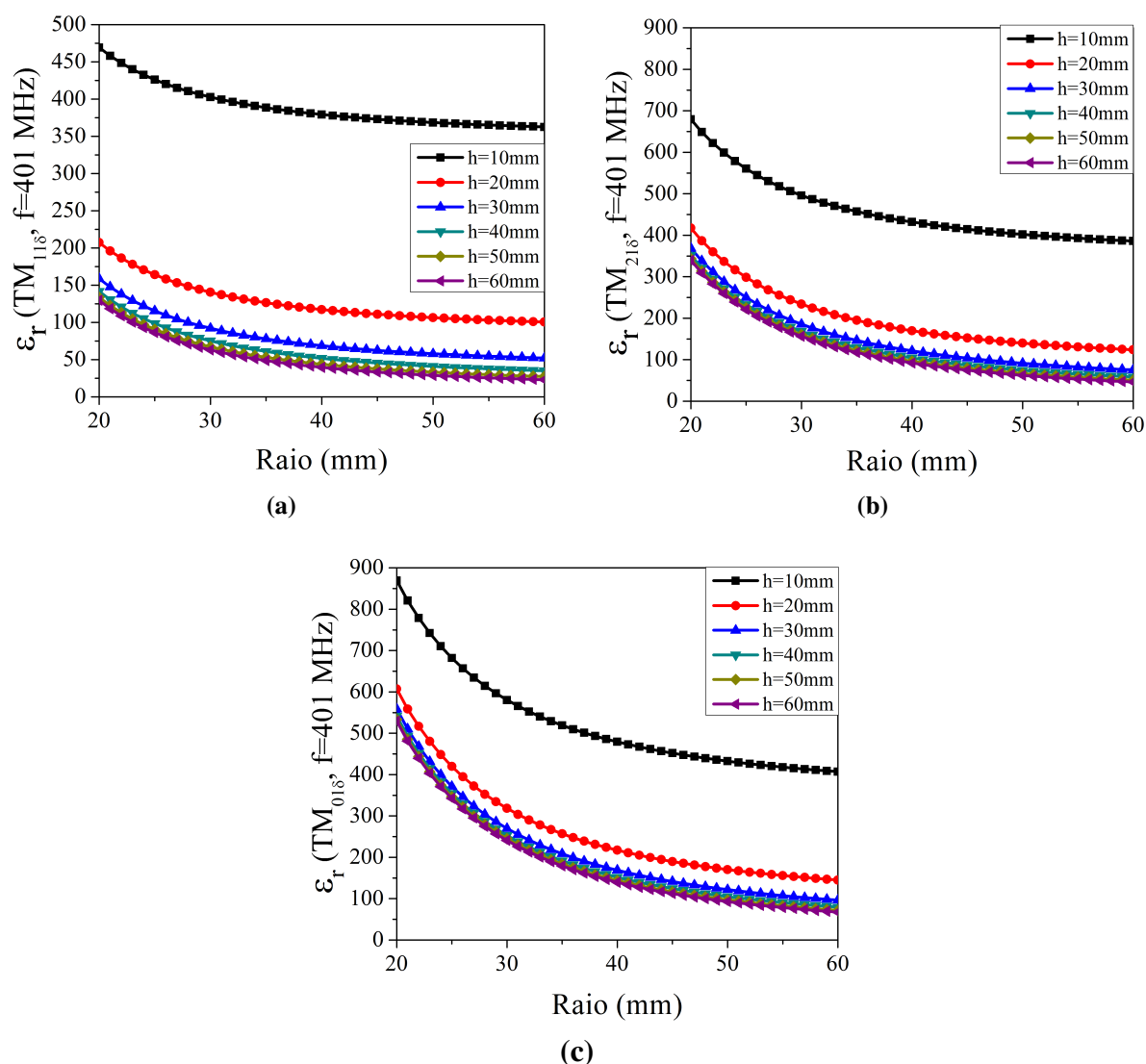


Figura 41: Curvas dos valores teóricos de permissividade relativa da DRA para frequência de operação em 401 MHz como função do seu raio, para diferentes valores de altura. (a) Modo $TM_{11\delta}$. (b) Modo $TM_{21\delta}$. (c) Modo $TM_{01\delta}$.

permissividade relativa para configurações com $h < 10$ mm, necessários para ressonância em 401 MHz, não foram inseridos nos gráficos por apresentarem valores muito altos, o que seria impraticável na utilização em antenas, uma vez que altos valores de ϵ_r resultam em altas perdas dielétricas. Da mesma forma, configurações com $a < 20$ também foram desconsideradas.

Ao analisar uma breve revisão da literatura concernente às DRAs de baixo perfil, encontrada em Petosa (2007), verificou-se que a altura geralmente mantém-se abaixo de 5 mm, alcançando até valores em torno de 1 mm em vários trabalhos. Tendo em vista os resultados expostos nesta seção, considerou-se uma DRA de baixo perfil, neste projeto, configurações com $h \leq 10$ mm.

5.3 DRA de Setor Cilíndrico de 90° Alimentada por Sonda Coaxial

Após os primeiros resultados e decisões, delineados nas Seções 5.1 e 5.2, escolheu-se realizar os próximos testes deste projeto com um modelo computacional baseado no método dos elementos finitos, descrito no Capítulo 4. As simulações numéricas no HFSSTM foram iniciadas utilizando o esquema de alimentação mais simples para uma DRA, que consiste na excitação lateral por sonda coaxial (ou *probe*). Os objetivos destas simulações são avaliar os valores de permissividade relativa necessários para a ressonância do modo de menor frequência em torno de 401 MHz e compará-los com os resultados teóricos expostos na Seção 5.2, bem como analisar a aproximação dos primeiros modos de ressonância. A configuração deste modelo é mostrada na Figura 42, com vistas superior, lateral e em perspectiva.

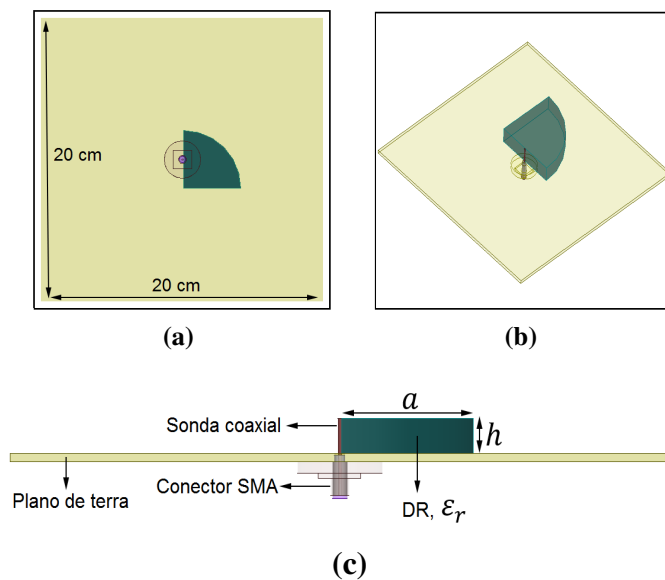


Figura 42: Configuração da DRA alimentada por uma sonda coaxial. (a) Vista superior. (b) Vista em perspectiva. (c) Vista lateral.

Tam & Murch (1998) relatam que a comparação entre os resultados teóricos fornecidos pela Equação (2.28) e os resultados experimentais e/ou simulados por métodos numéricos apresenta discrepância. Esta diferença se deve às aproximações realizadas pelo modelo de cavidade proposto nos seus estudos. Contudo, a Equação (2.28) oferece um bom ponto de partida para as análises por simulações numéricas.

Os valores de ϵ_r necessários para ressonância em 401 MHz, obtidos a partir das simulações numéricas com sonda coaxial, foram comparados com os resultados teóricos do modo $TM_{11\delta}$, tendo em vista que este é o modo de menor frequência em uma DRA de setor cilíndrico de

90°, por apresentar o menor valor para X'_{vp} considerando as Tabelas 1 e 5. A comparação foi realizada utilizando várias configurações de a e h e os resultados são expostos na Tabela 6. Considerando que a discrepância relatada por Tam & Murch pode se apresentar na forma de valores de ϵ_r simulados maiores ou menores que os teóricos, a sua constatação é importante neste trabalho, uma vez que valores menores de ϵ_r necessários para operação em 401 MHz podem proporcionar avanços neste projeto.

Tabela 6: Valores de ϵ_r teóricos para ressonância do modo $TM_{11\delta}$ em 401 MHz e menores valores de ϵ_r simulados com sonda coaxial para várias configurações de altura h e raio a em mm.

h	Estudo	Permissividade Relativa ϵ_r					
		$a = 10$	$a = 20$	$a = 30$	$a = 40$	$a = 50$	$a = 60$
10	Teórico	829,17	469,29	402,64	379,32	368,52	362,66
	Simulado	3000	1100	726	591	522	483
20	Teórico	567,18	207,29	140,65	117,32	106,53	100,66
	Simulado	1948	740	395	270	210	180
30	Teórico	518,66	158,78	92,13	68,8	58,01	52,14
	Simulado	1068	550	330	205	149	118
40	Teórico	501,68	141,79	75,15	51,82	41,03	35,16
	Simulado	793	345	260	185	130	95
50	Teórico	493,82	133,93	67,29	43,96	33,17	27,3
	Simulado	670	270	200	180	130	92
60	Teórico	489,55	129,66	63,02	39,69	28,9	23,03
	Simulado	586	214	153	173	112	79

Os resultados da Tabela 6 apresentam forte discrepância entre o menor valor de ϵ_r encontrado nas simulações em relação ao previsto teoricamente pela análise do modo $TM_{11\delta}$ em 401 MHz, de acordo com a Equação (2.28), e seus valores simulados são maiores do que os previstos. Pode-se notar que apenas configurações com $a = 60$ mm e $h \geq 40$ mm proporcionam $\epsilon_r < 100$, não satisfazendo o requisito de baixo perfil da antena. A configuração limítrofe com $a = 60$ mm e $h = 10$ mm apresenta $\epsilon_r = 483$, valor este ainda impraticável para a utilização em uma DRA.

A condição de polarização circular com DRAs de setor cilíndrico é controlada, segundo o estudo de Tam & Murch (2000), pela razão de aspecto a/h , pela permissividade relativa do material ϵ_r e pelo valor de β , que neste caso é 90°. No trabalho de Tam & Murch, utilizou-se um setor cilíndrico de 180°, com $a/h = 1,2$ e $\epsilon_r = 12$, alcançando uma aproximação efetiva dos modos e uma boa largura de banda com polarização circular. Da mesma forma, em Bezerra *et al.* (2015) utilizou-se $a/h = 1,17$. Pode-se constatar que razões a/h próximas a 1 proporcionam uma boa aproximação dos modos. Neste projeto, ao considerar o baixo perfil da antena e mantendo máximo o valor de a , de acordo com a Seção 5.2, os resultados proporcionados pela DRA alimentada por sonda coaxial apresentaram grande afastamento dos modos ortogonais,

além de valor alto para ϵ_r , como pode ser visto no gráfico da Figura 43 para a configuração limítrofe. Portanto, estes resultados não justificam a utilização deste esquema de alimentação para o projeto. Dessa forma, o esquema de alimentação será substituído pelo *slot* acoplado a uma linha de microfita. Essa abordagem é realizada na Seção 5.4.

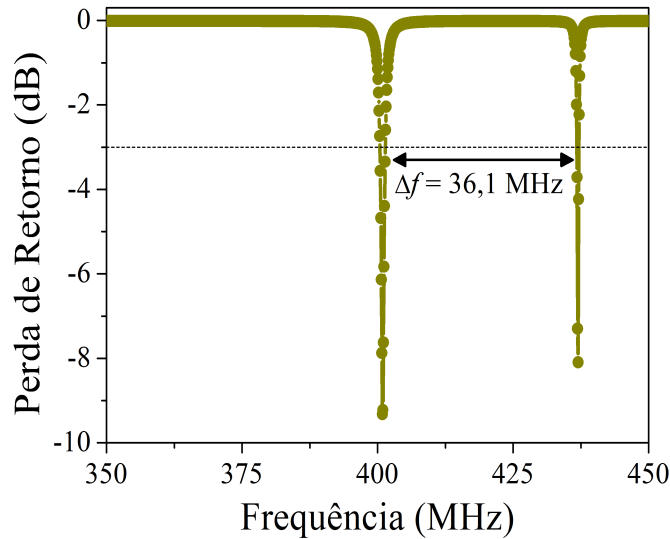


Figura 43: Perda de retorno referente à configuração $a = 60$ mm, $h = 10$ mm e $\epsilon_r = 483$, com alimentação por sonda coaxial.

5.4 DRA de Setor Cilíndrico de 90° Alimentada por Slot

Após várias simulações executadas através da alimentação por proximidade com a sonda coaxial, verificou-se a dificuldade de se aproximar os dois modos com polarização linear e ortogonais em uma situação de polarização circular, considerando o perfil desejado para antena. Logo, optou-se por substituí-la pela alimentação por *slot* acoplado a uma linha de microfita de 50Ω .

O objetivo desta seção é conceber um modelo computacional no qual a DRA será alimentada por um único *slot* retangular, bem como identificar a menor frequência de ressonância associada à configuração da DRA com $h = 10$ mm e $a = 60$ mm (máximas dimensões do ressoador dielétrico almejadas e discutidas na Seção 5.2) mantendo o mesmo valor de permissividade relativa dado pela Tabela 6 da Seção 5.3.

As próximas seções descrevem os vários passos executados para a concepção do modelo com *slot*.

5.4.1 Substrato

Para projetar o esquema de alimentação por *slot* acoplado à linha de microfita, inicialmente foi realizada a escolha do substrato dielétrico a ser utilizado. A escolha girou em torno de uma solução econômica e de fácil disponibilidade comercial. Logo, optou-se pelo substrato dielétrico FR4 Epoxy com duplo laminado para a realização das simulações numéricas, tal que uma das superfícies condutoras será considerada como plano de terra, enquanto que a partir da outra superfície será concebida a trilha de microfita. As características do modelo do substrato estão descritas na Tabela 7.

Tabela 7: Características do substrato dielétrico.

Parâmetro	Valor
Permissividade relativa (ϵ_{rs})	4,4
Tangente de perdas ($\text{tg}\delta_\epsilon$)	0,02
Espessura do substrato (t_s)	1,6 mm
Comprimento do substrato	20 cm
Largura do substrato	20 cm
Material condutor	Cobre
Espessura do condutor (t_g)	0,018 mm

5.4.2 Conector SMA de 50 Ω

Embora apenas uma *wave port*¹⁰ na borda do substrato fosse necessária para as simulações, optou-se por modelar um conector com impedância característica de 50 Ω ligado diretamente à linha de microfita, também de 50 Ω , no sentido de aumentar a fidelidade do modelo da antena com uma situação real. O conector escolhido foi o “subminiatura versão A” (SMA, do inglês *subminiature version A*). Foi utilizado como referência para as simulações um modelo comercial da marca Johnson Components, pertencente à empresa Bel Fuse, Inc (BEL FUSE, 2017). Alguns detalhes físicos do conector foram alterados para simplificação do modelo computacional. Os parâmetros finais utilizados para o conector SMA são descritos na Tabela 8.

Para as simulações de impedância, foram utilizadas duas *waveports* em cada extremidade do conector, onde cada porta abrange as faces do dielétrico e da sonda metálica. O guia que serve para facilitar a junção conector-microfita (*tab contact*) foi retirado para as simulações com as duas portas. As Figuras 44a e 44b mostram, respectivamente, a vista em perspectiva do modelo computacional desenvolvido no HFSS descrevendo suas partes e as portas utilizadas na

¹⁰A *waveport* representa um dos tipos de excitação utilizados no *software* HFSSTM. Cada porta de onda definida representa um guia de ondas semi-infinitamente longo com mesma seção transversal e material da porta (ANSOFT CORPORATION, 2009).

Tabela 8: Parâmetros do modelo computacional do conector SMA.

Parâmetro	Valor
Raio da sonda metálica	0,69 mm
Espessura da malha condutora	0,38 mm
Comprimento da base	9,52 mm
Altura da base	7,92 mm
Espessura da base	1,65 mm
Material do condutor	PEC
Material do dielétrico	Teflon
Espessura do dielétrico	1,62 mm
Permissividade relativa	2,1

simulação e um gráfico da impedância característica obtida nas duas portas. Os valores de Z_0 nas portas 1 e 2 são aproximadamente iguais a 50,03 Ω , com ligeira diferença apenas na terceira casa decimal. Os resultados demonstram que o conector SMA está apto a reproduzir uma futura situação experimental da antena.

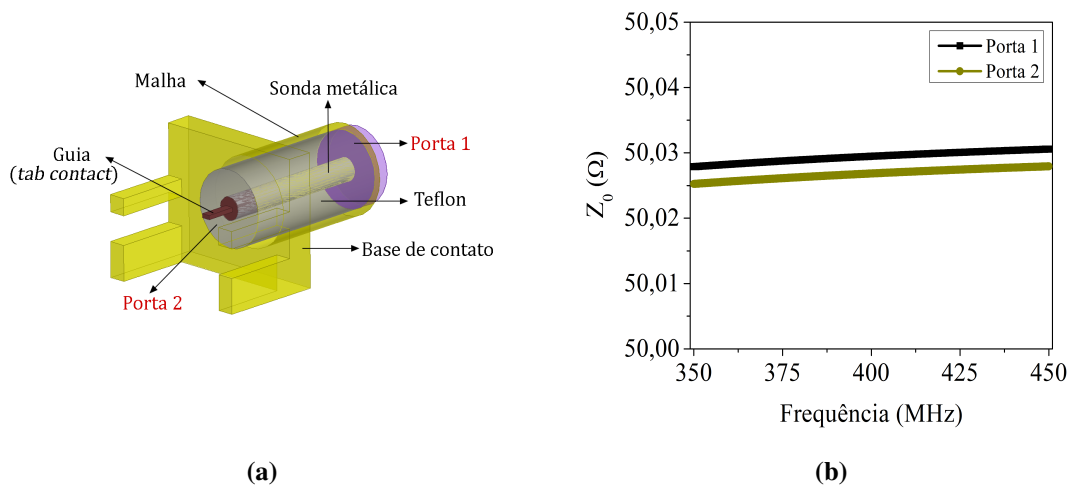


Figura 44: Conector SMA de 50 Ω utilizado nas simulações. (a) Vista em perspectiva. (b) Gráfico da impedância característica Z_0 em função da frequência simulada em ambas as portas 1 e 2.

5.4.3 Linha de Microfita de 50 Ω

Uma linha de microfita consiste em uma estrutura composta por um condutor de largura W_{ms} impresso sobre uma das faces de um substrato dielétrico de permissividade relativa ϵ_{rs} e espessura t_s . O substrato é aterrado na sua outra face por uma camada condutora. A geometria de uma linha de microfita pode ser vista na Figura 45. No projeto de uma DRA alimentada por slot acoplado por microfita, o primeiro parâmetro a ser calculado antes dos demais é a largura da linha de microfita, dados os outros parâmetros.

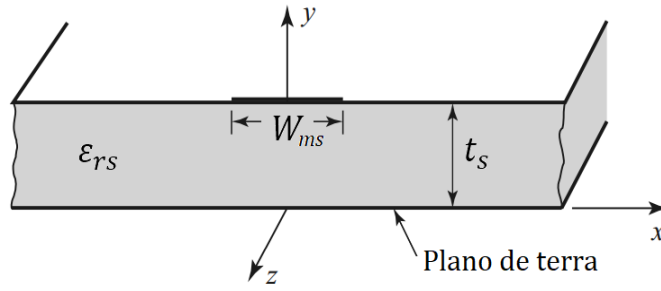


Figura 45: Geometria de uma linha de microfita. Fonte: Pozar (2012), adaptada.

Conforme Gupta *et al.* (1996) e Pozar (2012), para dada impedância característica Z_0 e permissividade relativa ϵ_{rs} , a relação largura-espessura W_{ms}/t_s pode ser calculada através da Equação (5.1).

$$\frac{W_{ms}}{t_s} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A}-2} & \text{para } W_{ms}/t_s < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_{rs}-1}{2\epsilon_{rs}} \left[\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_{rs}} \right] \right\} & \text{para } W_{ms}/t_s > 2 \end{cases} \quad (5.1)$$

onde A e B são dados pelas Equações (5.2) e (5.3). As expressões $W_{ms}/t_s < 2$ e $W_{ms}/t_s > 2$ podem também ser substituídas por $A > 1,52$ ou $A \leq 1,52$, respectivamente.

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_{rs} + 1}{2}} + \frac{\epsilon_{rs} - 1}{\epsilon_{rs} + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_{rs}} \right) \quad (5.2)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_{rs}}} \quad (5.3)$$

Após a resolução de (5.1), pode-se determinar o valor da largura da microfita W_{ms} . Os valores de W_{ms} e t_s podem ser substituídos na Equação (5.4) para determinar a impedância característica da linha e verificar o casamento com o valor inicialmente proposto de 50 Ω .

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \ln \left(\frac{8t_s}{W_{ms}} + \frac{W_{ms}}{4t_s} \right) & \text{para } W_{ms}/t_s \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{ef}} \left[\frac{W_{ms}}{t_s} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W_{ms}}{t_s} + 1,444 \right) \right]} & \text{para } W_{ms}/t_s \geq 1 \end{cases} \quad (5.4)$$

em que ϵ_{ef} é a permissividade efetiva da linha de microfita, dada pela Equação (5.5). A permissividade efetiva pode ser interpretada como a permissividade de um meio homogêneo equivalente que substitui o ar e o dielétrico (POZAR, 2012). De acordo com Gupta *et al.* (1996), o valor da função $F(W_{ms}/t_s)$ é dado pela Equação (5.6).

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_{rs} + 1}{2} + \frac{\epsilon_{rs} - 1}{2} F(W_{ms}/t_s) \quad (5.5)$$

$$F(W_{ms}/t_s) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{1+12t_s/W_{ms}}} + 0,04 \left(1 - \frac{W_{ms}}{t_s}\right)^2 & \text{para } W_{ms}/t_s \leq 1 \\ \frac{1}{\sqrt{1+12t_s/W_{ms}}} & \text{para } W_{ms}/t_s \geq 1 \end{cases} \quad (5.6)$$

Ainda de acordo com Gupta *et al.* (1996), as equações (5.4) e (5.5) apresentam um erro relativo máximo menor que 1%. As expressões até aqui descritas podem ser utilizadas quando a linha de microfita possuir espessura desprezível, visto que seu efeito é insignificante para pequenos valores de t/t_s . Uma investigação feita por Gunston & Weale (1969) mostra que essa afirmação é válida para $t/t_s \leq 0,005$, $2 \leq \epsilon_r \leq 10$ e $W_{ms}/t_s \geq 0,1$ ao constatar a concordância com os resultados experimentais. Portanto, algumas das características da linha de microfita são afetadas para uma dada espessura finita t . A espessura finita t altera a impedância da linha produzindo uma impedância característica equivalente Z_{0e} , que depende da relação largura equivalente W_e , dada pela Equação (5.7) através da relação W_e/t_s , e pela permissividade efetiva equivalente ϵ_{efe} , dada pela Equação (5.8) (BAHL; GARG, 1977; GUPTA *et al.*, 1996). O valor de Z_{0e} pode ser encontrado ao substituir W_{ms} por W_e e ϵ_{ef} por ϵ_{efe} na Equação (5.4).

$$\frac{W_e}{t_s} = \begin{cases} \frac{W_{ms}}{t_s} + \frac{1,25}{\pi} \frac{t}{t_s} \left(1 + \ln \frac{4\pi W_{ms}}{t}\right) & \text{para } W_{ms}/t_s \leq 1/2\pi \text{ ou } 0,159 \\ \frac{W_{ms}}{t_s} + \frac{1,25}{\pi} \frac{t}{t_s} \left(1 + \ln \frac{2t_s}{t}\right) & \text{para } W_{ms}/t_s \geq 1/2\pi \text{ ou } 0,159 \end{cases} \quad (5.7)$$

$$\epsilon_{efe} = \epsilon_{ef} - C \quad (5.8)$$

onde

$$C = \frac{\epsilon_r - 1}{4,6} \frac{t/t_s}{\sqrt{W_{ms}/t_s}} \quad (5.9)$$

Tais procedimentos descritos nesta seção são excelentes pontos de partida para cálculos da largura da linha de microfita, permissividade efetiva da linha e, conseqüentemente, seu comprimento de onda guiado. As expressões para W_{ms} e Z_0 não possuem correspondência mútua, isto é, para um dado valor de Z_{01} , a largura da microfita correspondente seria W_1 , porém, para uma largura W_1 , o valor correspondente de Z_0 seria diferente de Z_{01} . Esse erro pode ser ligeiro ou moderado. Sendo assim, é necessária a realização de uma rotina envolvendo ajustes com os valores fornecidos no par de equações. Ademais, pode-se fazer uso de rotinas presentes

em *softwares* comerciais ou gratuitos, como o Tx-Line (NATIONAL INSTRUMENTS, 2017) para um cálculo mais preciso. A Tabela 9 mostra os resultados obtidos com os cálculos teóricos utilizando as Equações (5.1) a (5.9) e os resultados obtidos com o *software* Tx-Line.

Tabela 9: Parâmetros da linha de microfita.

	Cálculo teórico sem t_g	Cálculo teórico com t_g	Resultado do TxLine sem t_g	Resultado do TxLine com t_g
W_{ms}	3,06 mm	3,1 mm	3,06 mm	3,04 mm
ϵ_{ef}	3,33	3,32	3,34	3,33
λ_g	409,01 mm	409,38 mm	409,37 mm	409,77 mm

Como pode ser visto na Tabela 9, os cálculos teóricos sem considerar a espessura do condutor casam com os resultados do *software* Tx-Line. Considerando $W_{ms} = 3,06$ mm e $t = 0,018$ mm, a razão $t/t_s = 0,011$ não atende um dos requisitos citados por Gunston & Weale, o que justifica o cálculo da largura da microfita considerando a presença de um valor finito para a espessura t . Após a análise com espessura t , verificou-se uma pequena diferença de 0,06 mm entre o valor do fornecido pelo Tx-Line em relação ao cálculo teórico.

Para concluir a concepção da linha de microfita de 50 Ω e validar os resultados teóricos, foi desenvolvido no HFSS um modelo computacional com a linha de microfita impressa no substrato já descrito na presente seção, mostrado nas Figuras 46a a 46c. A largura escolhida para as simulações foi 3,04 mm. Duas portas foram implementadas em dois conectores SMA de 50 Ω para verificação da impedância característica Z_{01} e Z_{02} .

Os resultados de Z_{01} e Z_{02} são mostrados no gráfico da Figura 46d. Os valores de Z_0 nas portas 1 e 2 são aproximadamente iguais a 50,03 Ω e 50,02 Ω , os quais validam a impedância característica da linha de microfita em 50 Ω para uma largura $W_{ms} = 3,04$ mm.

5.4.4 Cálculos iniciais para *Slot* e *Stub*

Como pode ser visto na Figura 47, a linha de microfita pode se estender por uma distância L_{stub} a partir do centro do *slot*. De acordo com Petosa (2007), este comprimento adicional comporta-se como um *stub* (toco) de circuito aberto, cuja admitância está em paralelo com a admitância do *slot*. O componente reativo da admitância do *slot* pode ser reduzido ou até mesmo cancelado (teoricamente) com o um pequeno ajuste no comprimento do *stub*.

Embora não existam equações simples para a concepção dos *slots*, Petosa (2007) propõe a utilização de um procedimento inicial adotado por Leung *et al.* (1995) para o cálculo inicial do comprimento e da largura do *slot* retangular e do comprimento inicial do *stub* como ponto

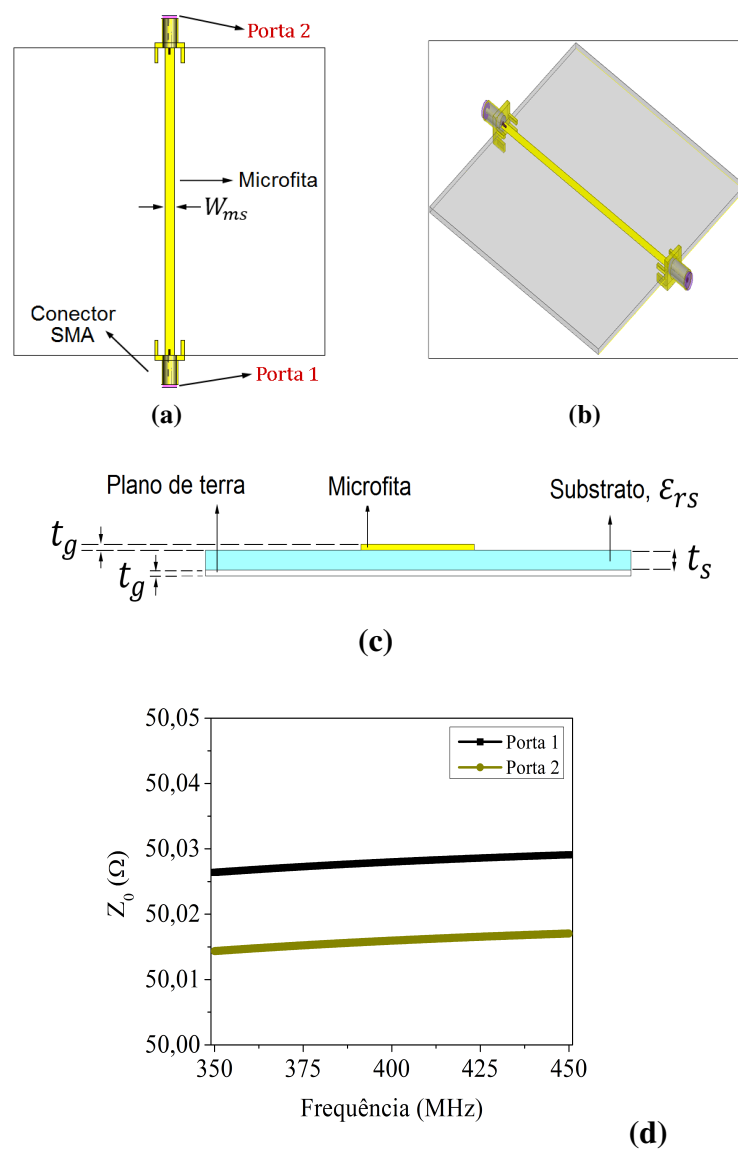


Figura 46: Linha de microfita de 50Ω utilizada nas simulações. (a) Vista superior. (b) Vista em perspectiva. (c) Gráfico da impedância característica Z_0 em função da frequência simulada em ambas as portas 1 e 2. (d) Vista lateral.

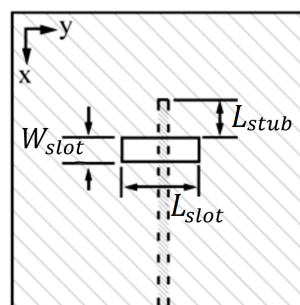


Figura 47: Representação do *stub* (toco) de uma microfita quando acoplada a um *slot*. Fonte: Petosa (2007), adaptada.

de partida para os testes. De acordo com o procedimento, um valor inicial razoável para o comprimento inicial do *slot* seria o exposto na Equação (5.10).

$$L_{slot} = \frac{0,4\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (5.10)$$

em que ϵ_e é a permissividade equivalente, dada pela Equação (5.11).

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + \epsilon_{rs}}{2} \quad (5.11)$$

Um valor inicial razoável para a largura do *slot* é dado pela Equação (5.12). A Equação (5.13) é utilizada para cálculo inicial do comprimento do *stub*.

$$W_{slot} = 0,2L_{slot} \quad (5.12)$$

$$L_{stub} = \frac{\lambda_g}{4} \quad (5.13)$$

Os valores iniciais obtidos destes parâmetros seguindo os passos indicados pela literatura são descritos na Tabela 10.

Tabela 10: Parâmetros iniciais do *slot* e *stub*.

Parâmetro	Valor
L_{slot}	52,7 mm
W_{slot}	10,54 mm
L_{stub}	102,44 mm

Após a escolha do substrato dielétrico, testes com o conector SMA, concepção da linha de microfita de 50 Ω e estudo dos valores iniciais para o *slot* e para o *stub*, desenvolveu-se o modelo computacional da DRA alimentada por *slot* retangular, o qual é apresentado na Figura 48, com vistas superior, inferior, lateral e em perspectiva. O valor teórico para L_{slot} foi utilizado como ponto inicial para este estudo. O valor teórico para W_{slot} não será utilizado devido ao problema de irradiação excessiva abaixo do plano de terra provocado por *slot* de grande largura. Tendo em vista esta problemática e ao constatar que os valores para W_{slot} utilizados em inúmeras publicações são iguais ou em torno de 1 mm, este valor foi adotado para as simulações. Além disso, o valor teórico encontrado para L_{stub} é impraticável por questões de espaço físico. Contudo, verifica-se que a técnica de estimativas iniciais propostas por Leung *et al.* foram realizadas ao considerar DRAs com frequência de operação acima de 1 GHz. Sendo assim, foram realizados vários testes para encontrar os valores ideais para L_{stub} , os quais estão

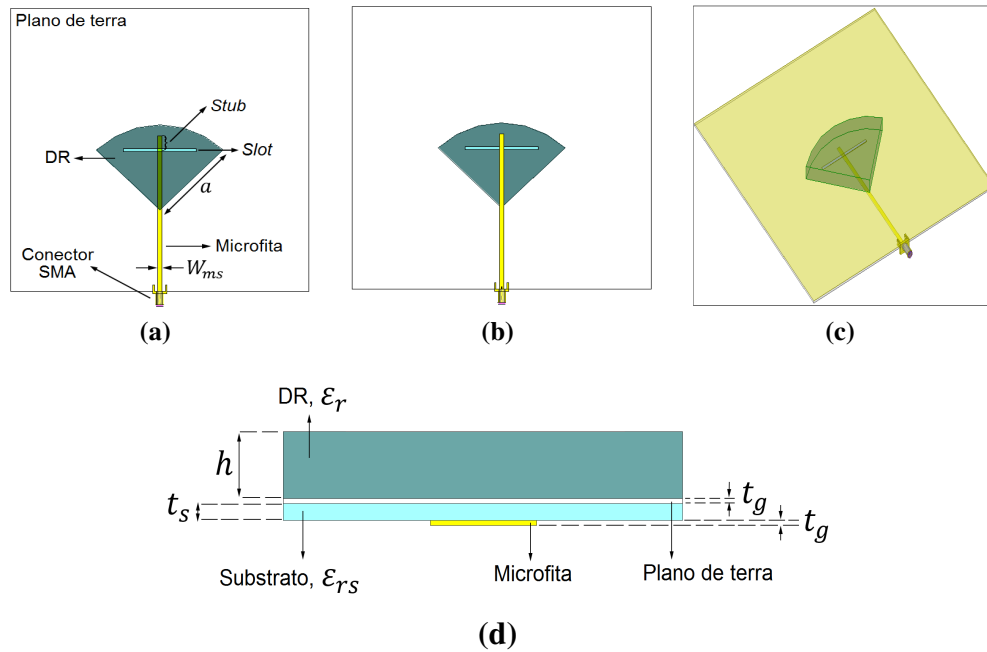


Figura 48: Configuração da DRA de um quarto de cilindro alimentada por *slot*. (a) Vista superior. (b) Vista inferior. (c) Vista em perspectiva. (d) Vista lateral.

na faixa entre 6 mm e 10 mm. Os estudos foram realizados no sentido de sintonizar a frequência de 401 MHz alterando o valor de L_{slot} e ajustando L_{stub} .

A Figura 49 mostra o gráfico da perda de retorno da DRA alimentada por *slot*. Os resultados das simulações numéricas executadas com excitação da DRA por *slot* retangular simples com a configuração $a = 60$ mm e $h = 10$ mm indicaram excelente diminuição do valor de ϵ_r necessário para a ressonância do modo de menor frequência em 401 MHz. Após uma parametrização do comprimento do *slot* retangular, obteve-se $\epsilon_r = 93$, com $L_{slot} = 52,52$ mm para a frequência de operação em 401,6 MHz com perda de retorno mínima de -28,33 dB. Esta satisfatória redução do valor de ϵ_r deve-se ao grau de liberdade proporcionado pelo comprimento do *slot*, que pode ter seu valor aumentado, em teoria, até $a\sqrt{2}$. Em relação à polarização, esta configuração demonstrou apenas polarização linear, com grande afastamento entre os modos ortogonais, maior que na situação com sonda coaxial.

A Figura 50 mostra o ganho da antena em função da frequência. Identificou-se que a direção de máxima irradiação corresponde a $\theta = 0^\circ$. Logo, obteve-se o ganho em torno da frequência de ressonância considerando esta direção. O ganho máximo alcançado foi igual 1,39 dBi na frequência de 401,9 MHz, valor este menor que o ganho do dipolo de meia onda e que não satisfaz os requisitos do projeto. A diretividade nesta frequência corresponde a 3,57 dB. O baixo ganho deve-se à eficiência de irradiação de 60,4%.

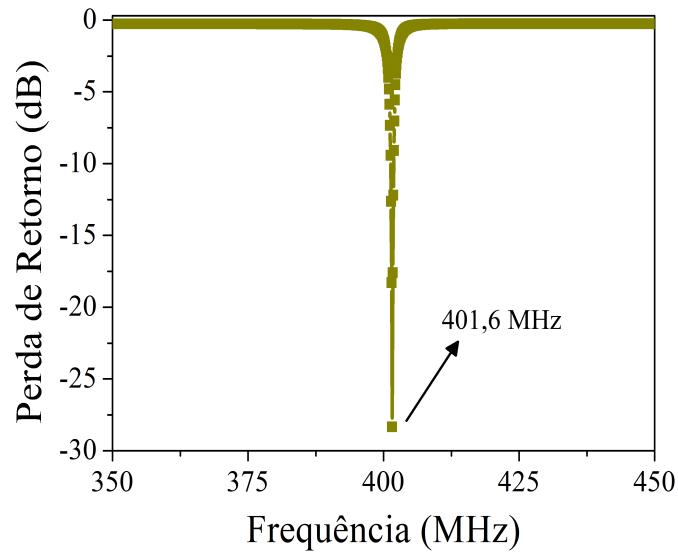


Figura 49: Perda de retorno referente à configuração $a = 60$ mm, $h = 10$ mm e $\epsilon_r = 93$, com alimentação por *slot*.

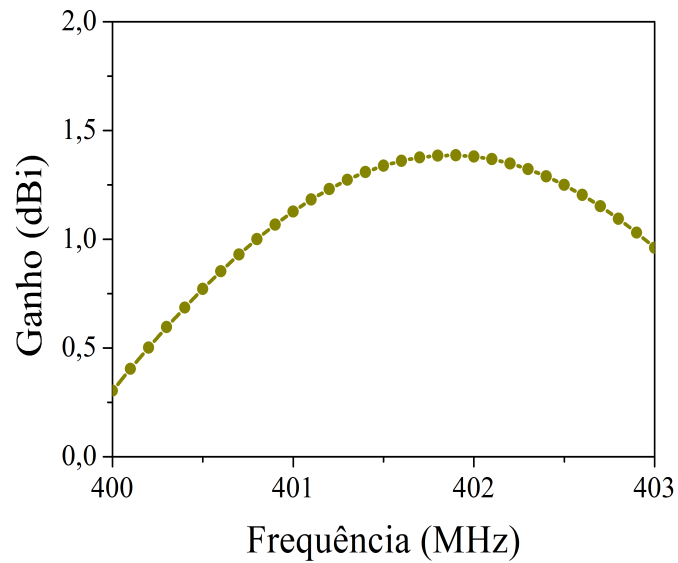


Figura 50: Ganho em função da frequência na direção $\theta = 0^\circ$ referente à configuração $a = 60$ mm, $h = 10$ mm e $\epsilon_r = 93$, com alimentação por *slot*.

Com base nos resultados obtidos nesta seção, conclui-se que faz-se necessária a utilização de uma técnica adicional de alimentação para prover polarização circular à antena proposta. A Seção 5.5 trata desta abordagem.

5.5 DRA de Setor Cilíndrico de 90° Alimentada por Slot Cruzado

Seguindo os estudos da Seção 5.4, utilizou-se o esquema de alimentação por *slot* cruzado no sentido de excitar dois modos quase-degenerados e ortogonais entre si, conforme estudado no Capítulo 3, Seção 3.5.4. Os objetivos destas simulações é verificar a presença dos dois modos quase-degenerados e controlar a aproximação destes.

A configuração deste modelo é mostrada nas Figuras 51a a 51e, com vistas superior, inferior e em perspectiva. Nesta configuração, foram adotadas as maiores dimensões do DR que foram usadas nas simulações com sonda coaxial, isto é, raio $a = 60$ mm, altura $h = 10$. A DRA foi posicionada sobre o mesmo plano de terra de $20\text{ cm} \times 20\text{ cm}$. Com base no modelo anterior (Seção 5.4), o *slot* retangular foi duplicado no modelo, sendo que o primeiro foi rotacionado 45° no sentido anti-horário em relação à linha de microfita, ao passo em que o segundo foi rotacionado 45° no sentido horário. Os dois *slots* foram unidos em um só, formando um *slot* cruzado. O primeiro foi chamado de ramo 1 e o segundo de ramo 2, seus comprimentos são L_{slot1} e L_{slot2} e suas larguras W_{slot1} e W_{slot2} , respectivamente.

De acordo com Almpanis, Fumeaux & Vahldieck (2006), o cruzamento dos dois ramos formando um ângulo de 90° previne o acoplamento entre os dois modos espacialmente

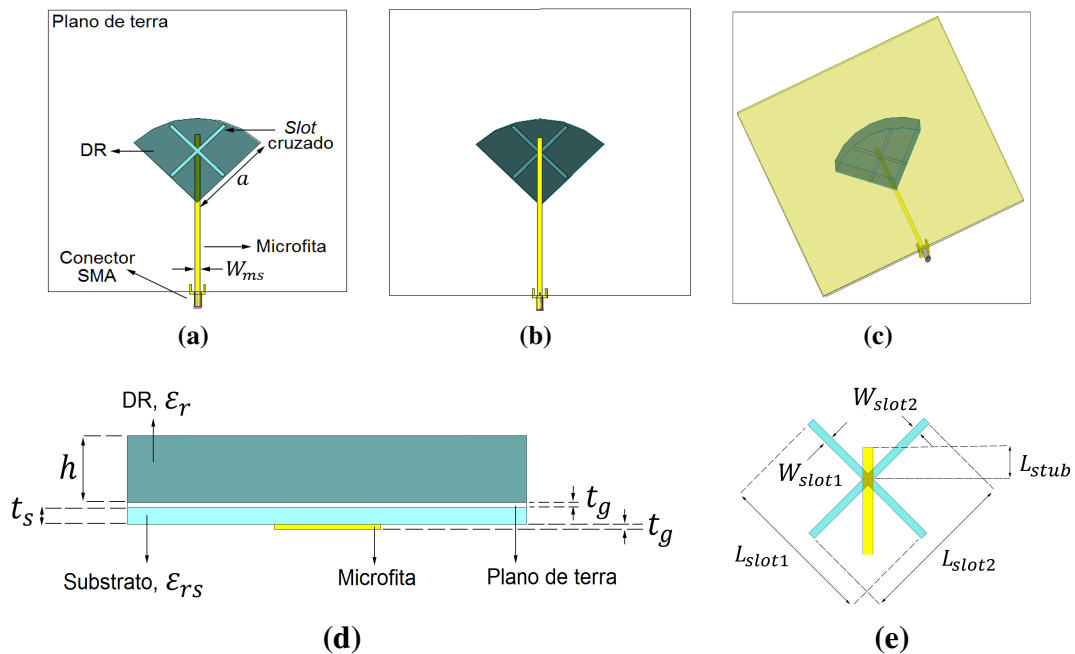


Figura 51: Configuração da DRA de um quarto de cilindro alimentada por *slot* cruzado. (a) Vista superior. (b) Vista inferior. (c) Vista em perspectiva. (d) Vista lateral. (e) Dimensões do *slot* cruzado e do *stub* na linha de microfita.

ortogonais excitados, de forma que o projeto de cada ramo pode ser executado separadamente. Após a união dos dois ramos ortogonais, realizou-se alguns ajustes nos seus comprimentos, de forma que fosse possível aproximar os dois modos linearmente polarizados e espacialmente ortogonais entre si, no sentido de gerar dois modos quase-degenerados, conforme delineado na Seção 3.5 e ilustrado na Figura 26. As Equações (3.13) e (3.14) foram utilizadas para verificação da aproximação dos dois modos e como ponto de partida das simulações de otimização. De acordo com Chen *et al.* (2004), a largura de banda nos pontos de meia potência Δf_{-3dB} também pode ser obtida a partir da curva da perda de retorno S_{11} , de acordo com a Equação (5.14).

$$S_{11,\Delta f} = 10 \log \left(\frac{10^{S_{11,b}/10} + 10^{S_{11,f_0}/10}}{2} \right) \quad (5.14)$$

onde $S_{11,\Delta f}$ é o valor de S_{11} (em dB) no qual deve-se medir a Δf_{-3dB} , $S_{11,b}$ é o valor de S_{11} da linha de base da ressonância (isto é, 0 dB) e S_{11,f_0} é o valor de S_{11} na frequência de ressonância.

Ao utilizar a Equação (5.14), constatou-se que $S_{11,\Delta f}$ é aproximadamente igual a -3 dB. Em média, o valor de Δf_{-3dB} corresponde a 1,66 MHz para todos os valores simulados, com $Q = 241,9$. Com base neste valor, obteve-se os valores teóricos de f_1 e f_2 relativas a cada ramo, mostrados na Tabela 11, de forma que atenda às orientações da Seção 3.5 para uma frequência central de 401,6 MHz. $f_{S_{11min}}$ corresponde à frequência mínima da perda de retorno correspondente a cada ramo.

Tabela 11: Frequências f_1 , $f_{S_{11min}}$ e f_2 correspondentes a Δf_{-3dB} para cada ramo do slot cruzado e para uma frequência central de 401 MHz.

	f_1 (MHz)	$f_{S_{11min}}$ (MHz)	f_2 (MHz)
Ramo 1	401,6	400,77	403,26
Ramo 2	399,94	402,43	401,6

Com base nos resultados previstos na Tabela 11, foram realizados várias ajustes nos valores de L_{slot1} e L_{slot2} , mantendo $W_{slot1} = W_{slot2} = 1$ mm. A Figura 52 mostra os resultados da perda de retorno nas simulações utilizando os dois ramos separadamente. Após os ajustes, obteve-se $L_{slot1} = 49,59$ mm e $L_{slot2} = 49,74$ mm.

Os resultados obtidos nas simulações numéricas deste modelo indicaram boas condições de aproximação dos modos ortogonais e quase-degenerados, representando uma boa escolha para o sistema de alimentação. Entretanto, o valor da permissividade relativa do material a ser utilizado ainda encontra-se bastante elevado, em torno de 100. Este valor de ϵ_r , apesar de ser utilizado em algumas referências de DRAs compactas, não é interessante neste projeto, uma vez que as

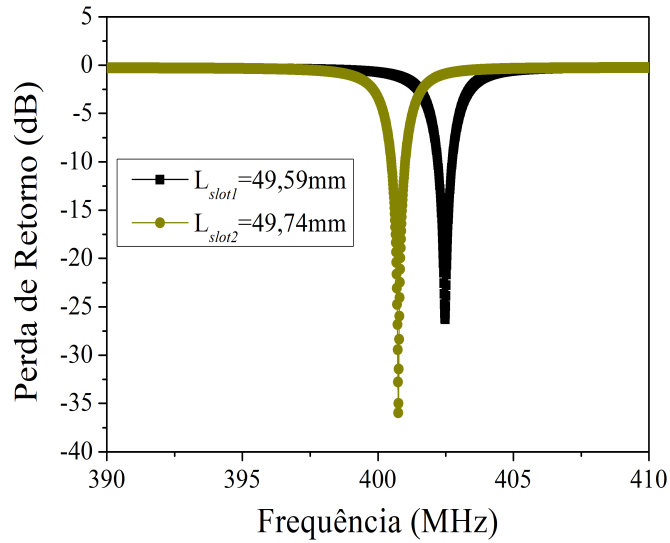


Figura 52: Perda de retorno relativas às configurações com os dois ramos simulados separadamente, para $a = 60$ mm, $h = 10$ mm e $\epsilon_r = 103$.

perdas dielétricas na frequência de 401 MHz são maiores que as perdas em frequências mais altas de micro-ondas. A diminuição efetiva da permissividade relativa é indispensável a este projeto, uma vez que a largura de banda encontrada é muito baixa. Logo, valores de ϵ_r menores que 100 são desejáveis. Portanto, faz-se necessária a utilização de uma técnica adicional que proporcione a redução da frequência de ressonância da antenna para valores abaixo de 401 MHz, para depois sintonizá-la novamente através da redução do valor da permissividade relativa ϵ_r . Esta abordagem será realizada na Seção 5.6.

5.6 DRA de Setor Cilíndrico de 90° Alimentada por Slot Cruzado com Patch Parasita Circular no Topo

Trabalhos encontrados na literatura mostram que é possível reduzir o tamanho de uma DRA com a adição de condutores parasitas. Tendo em vista os bons resultados encontrados nos trabalhos de Mongia (1997), Li, Wu & Litva (1996) e Chen *et al.* (1997), inseriu-se um elemento condutor parasita no formato de um *patch* circular com raio R_{patch} e, por questões de simplificação, espessura equivalente à dos condutores do plano de terra e da microfita.

A configuração da antenna proposta é mostrada nas Figuras 53a a 53d, com vistas superior, inferior, em perspectiva e lateral. O ressoador dielétrico com raio a mm, altura h mm e permissividade relativa ϵ_r é posicionado sobre um plano de terra de 20 cm $\times$ 20 cm e excitado por um *slot* cruzado, que por sua vez é acoplado a uma linha de microfita com largura igual a

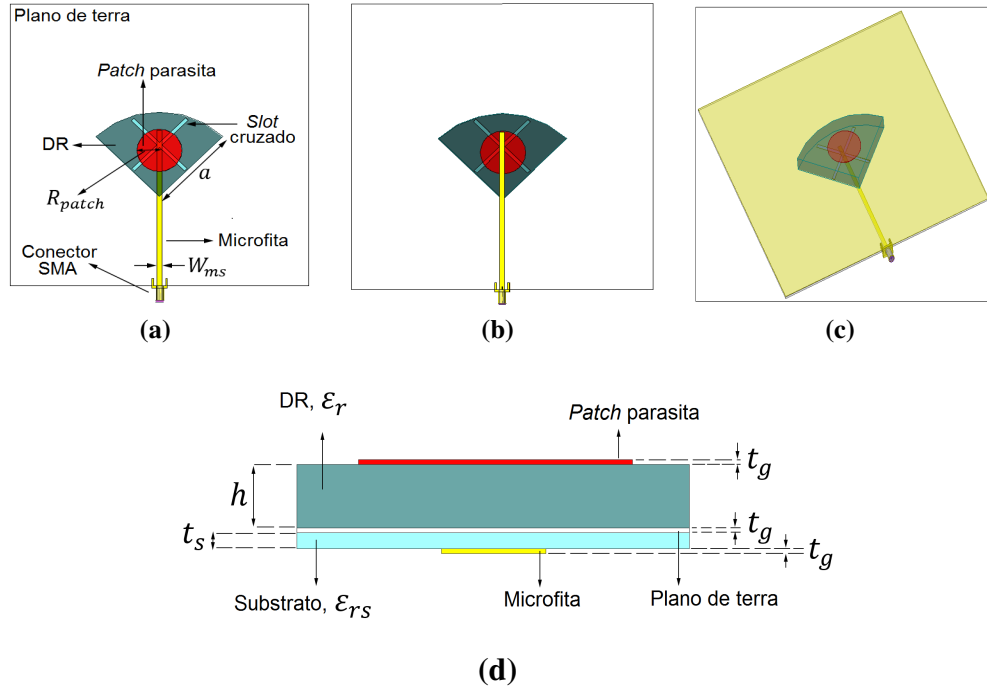


Figura 53: Configuração da DRA de um quarto de cilindro alimentada por *slot* cruzado com *patch* circular parasita carregado no topo. (a) Vista superior. (b) Vista inferior. (c) Vista em perspectiva. (d) Vista lateral.

3,04 mm e impedância característica de 50Ω , de maneira semelhante ao esquema mostrado na Seção 5.5. No topo da DRA foi inserido um *patch* circular parasita de raio R_{patch} .

Através da inserção do *patch* parasita no topo da DRA, foi possível obter uma excelente redução do valor da permissividade relativa para 60, valor este referente à frequência de operação da antena em torno de 401 MHz. Após vários ajustes nos comprimentos dos ramos do *slot* cruzado, no raio do *patch* e na sua posição relativa ao centro do *slot*, foi possível obter uma boa aproximação de dois modos quase-degenerados ligeiramente espaçados e espacialmente ortogonais entre si.

Os estudos até aqui realizados demonstraram a capacidade de redução do perfil da DRA e, conseqüentemente, o seu volume através da inserção de um elemento condutor parasita no seu topo. A análise inicial envolvendo os parâmetros raio da DRA a , altura da DRA h , permissividade relativa da DRA ϵ_r e seu deslocamento no eixo x em relação ao centro da alimentação d_x , raio do *patch* circular parasita R_{patch} e seu deslocamento no eixo x em relação ao centro da alimentação d_{patch} , serviram como ponto de partida para um refinamento que envolveu ajustes no comprimento do *stub* e na diferença entre os comprimentos dos ramos do *slot* cruzado que tornaram possível a polarização circular através da aglutinação dos dois modos linearmente polarizados, espacialmente ortogonais e quase-degenerados. Os parâmetros iniciais estudados

Tabela 12: Parâmetros iniciais obtidos antes do refinamento.

Parâmetro	Valor
a	59 mm
h	8 mm
ϵ_r	60
d_x	4 mm
L_{slot2}	49,9 mm
W_{slot1}	1 mm
W_{slot2}	1 mm
R_{patch}	20 mm
d_{patch}	-7,59 mm

estão sintetizados na Tabela 12 e estes serão mantidos fixos nas simulações finais.

No refinamento, fixou-se o comprimento do segundo ramo L_{slot2} em 49,9 mm e realizou-se um estudo paramétrico com variações nos comprimentos do primeiro ramo L_{slot1} e do stub L_{stub} para fins de aproximação dos modos quase-degenerados de forma que possibilite a geração de polarização circular. Após diversos ajustes, verificou-se que a faixa ótima para variação de L_{slot1} encontra-se entre 49,75 mm e 49,89 mm. Verificou-se ainda que, para essa faixa de valores de L_{slot1} , os melhores valores para L_{stub} encontram-se entre 9,3 mm e 11 mm. Ao todo, foram envolvidos 15 valores de L_{slot1} e 171 valores de L_{stub} , o que totalizou 2565 simulações numéricas. Os resultados deste refinamento serão objeto de discussão no Capítulo 6, que tratará dos resultados mais importantes obtidos a partir deste refinamento com ênfase nas melhores configurações, os quais constituem os resultados finais da presente dissertação.

RESULTADOS FINAIS E DISCUSSÃO

Neste capítulo, serão mostrados e discutidos os resultados finais deste trabalho, obtidos a partir dos dados levantados no refinamento das simulações realizadas. Na discussão dos resultados, procura-se estabelecer relação entre os resultados obtidos e os princípios estudados na literatura.

6.1 Refinamento dos Resultados

APÓS o refinamento das simulações citado na Seção 5.6, foram extraídas as curvas de perda de retorno (S_{11}) para cada configuração. Após constatar diversas configurações que exibiram aproximação efetiva dos dois modos linearmente polarizados e ortogonais entre si, foram extraídas as curvas da razão axial da DRA como parâmetro seletivo. Após a obtenção das curvas de razão axial, verificou-se que na grande maioria das simulações onde houve uma boa aproximação dos modos, a razão axial manteve-se aproximadamente maior que 3 dB e menor que 6 dB, o que torna a polarização mais elíptica, distanciando-se da tolerância de até 3 dB imposta pela teoria. Deste refinamento, dezoito combinações exibiram resultados satisfatórios com relação ao valor mínimo da razão axial (AR_{min}), à largura de banda da razão axial abaixo de 3 dB ($BW_{AR=3dB}$, ou largura de banda de polarização circular), ao ganho da antenna sob polarização circular à direita (RHCP) e seu isolamento com relação à polarização circular à esquerda (LHCP). A Tabela 13 exhibe as principais características da análise em frequência das 18 configurações da antenna ressoadora dielétrica de setor cilíndrico de 90° alimentada por *slot* cruzado com *patch* parasita circular no topo e circularmente polarizada à direita. $f_{AR_{min}}$ representa a frequência correspondente ao valor mínimo da razão axial, $G_{maxRHCP}$ é o máximo ganho com polarização circular à direita, $G_{minLHCP}$ é o mínimo ganho com polarização circular à esquerda, $BW_{S_{11}=-10dB}$ é a largura de banda de casamento de impedância, $S_{11_{min}}$ é a mínima perda de retorno e $f_{S_{11_{min}}}$ é a sua frequência correspondente.

Tabela 13: Resultados da análise em frequência da DRA proposta para razão axial, ganho e perda de retorno.

L_{slot1} (mm)	L_{stub} (mm)	$BW_{AR=3dB}$ (MHz)	AR_{min} (dB)	$f_{AR_{min}}$ (MHz)	$G_{maxRHCP}$ (dBiC)	$G_{minLHCP}$ (dBiC)	$BW_{S_{11}=-10dB}$ (MHz)	$S_{11_{min}}$ (dB)	$f_{S_{11_{min}}}$ (MHz)
49,77	10,56	0,16	2,34	401,7	2,49	-14,96	0,87	-16,93	401,7
49,78	9,77	0,26	0,79	401,9	2,45	-24,44	0,69	-11,95	401,9
49,8	10,49	0,09	2,72	401,6	2,53	-13,63	0,91	-17,88	401,7
49,81	9,98	0,18	2,25	402	2,6	-15,2	1,07	-22,43	402
49,81	10,13	0,19	2,27	402,1	2,59	-15,12	0,93	-16,72	402,1
49,81	10,39	0,24	1,52	401,6	2,48	-18,7	0,76	-14,9	401,6
49,82	10,23	0,24	1,19	402	2,44	-20,88	0,81	-15,55	402
49,83	9,69	0,25	0,91	401,5	2,43	-23,15	0,84	-12,64	401,5
49,83	9,75	0,12	2,58	401,6	2,52	-14,12	1,12	-15,3	401,5
49,83	10,02	0,25	1,19	401,8	2,46	-20,83	0,71	-12,28	401,9
49,84	10,17	0,23	1,59	401,5	2,37	-18,45	0,83	-15,58	401,5
49,84	10,46	0,13	2,58	401,6	2,52	-14,09	0,96	-18,63	401,6
49,85	9,98	0,22	1,98	401,6	2,49	-16,4	0,92	-14,65	401,6
49,85	10,21	0,25	0,37	401,8	2,36	-31,08	0,68	-13,53	401,8
49,85	10,38	0,25	0,43	401,5	2,42	-29,7	0,62	-12,94	401,5
49,88	9,98	0,25	0,81	401,5	2,43	-24,17	0,74	-14,37	401,5
49,89	10,11	0,18	2,24	401,9	2,46	-15,37	0,99	-18,03	401,9
49,89	10,34	0,23	1,68	402,6	2,44	-17,89	0,73	-14,5	402,6

6.2 Resultados Finais e Discussão

A largura de banda da razão axial abaixo de 3 dB trata-se do principal parâmetro a ser analisado quando se estuda a polarização circular em uma antena ressoadora dielétrica, pois indica nível de pureza da polarização circular. Como intensamente exposto no Capítulo 3, os maiores esforços dos trabalhos científicos com DRAs circularmente polarizadas recaem na problemática de obter uma razoável largura de banda com polarização circular, isto é, da banda que proporciona um nível tolerante de operação tanto para a transmissão quanto para a recepção dos sinais. Frequentemente, esta banda é relacionada em forma de percentual da frequência central de operação com polarização circular $f_{AR_{min}}$. Com vistas à simplificação da discussão, as configurações com largura de banda da razão axial abaixo de 3 dB menor que 200 kHz não serão analisadas nesta seção, as quais figuram na Tabela 13 para fins de consulta. Dentre todas as configurações mostradas na Tabela 13, onze delas exibiram $BW_{AR=3dB} > 200$ kHz. Logo, estas configurações foram tomadas para análise e discussão nesta seção. As curvas da razão axial em função da frequência são mostradas nas Figuras 54a e 54b.

Como pode-se verificar, as curvas de razão axial da Figura 54 confirmam que os dois modos da DRA em questão apresentam aproximadamente uma quadratura de fase, uma vez que o nível de polarização elíptica se aproxima de uma polarização circular (0 dB). Praticamente, todas as

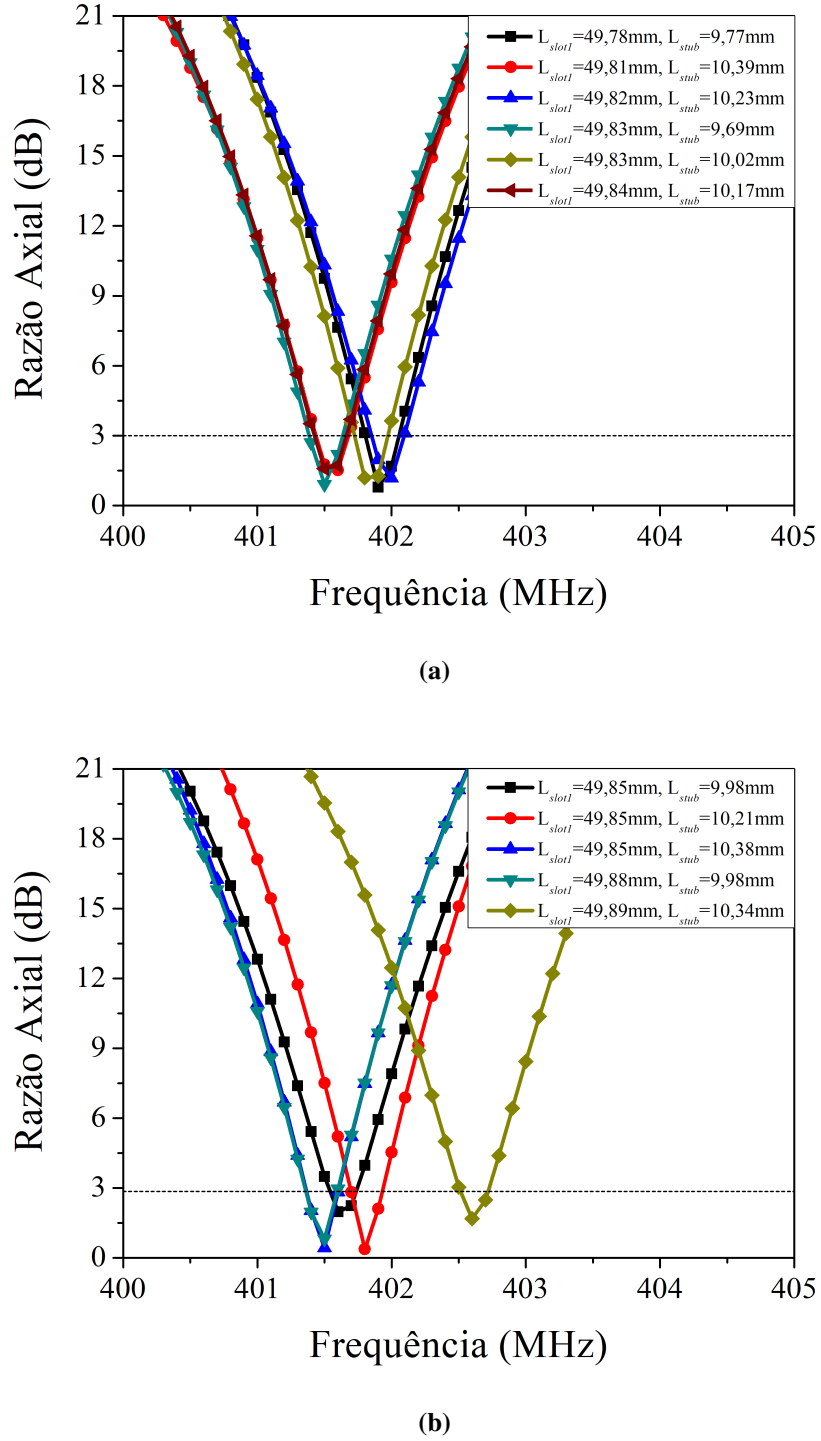


Figura 54: Razão axial em função da frequência na direção $\theta = 0^\circ$. (a) Parte 1. (b) Parte 2.

curvas com razão axial abaixo de 3 dB conservaram-se na região de frequência compreendida entre 401,3 MHz e 402,1 MHz, com exceção da configuração com $L_{slot1} = 49,89$ mm e $L_{stub} = 10,34$ mm. Nas curvas exibidas, a largura de banda da razão axial manteve-se igual ou acima de 220 kHz para todas as configurações, alcançando o seu melhor resultado com 260 kHz (401,8 MHz a 402,06 MHz) para $L_{slot1} = 49,78$ mm e $L_{stub} = 9,77$ mm, com AR_{min}

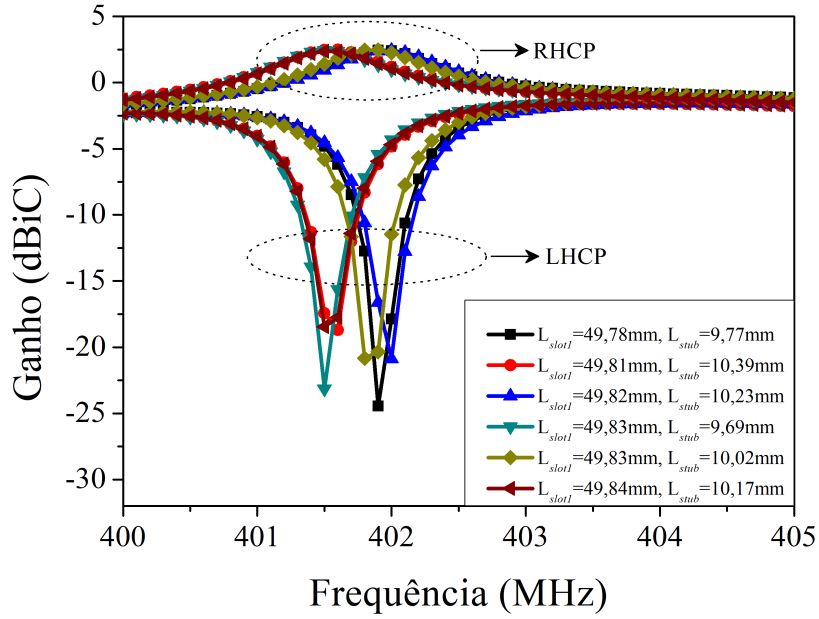
de 0,79 dB em 401,9 MHz. Esta banda equivale a 0,065% da frequência referente ao valor mínimo da razão axial. Para as mesmas configurações citadas, a mínima razão axial manteve-se abaixo de 2 dB, atingindo seu menor valor em 0,37 dB para $L_{slot1} = 49,85$ mm e $L_{stub} = 10,21$, com $BW_{AR=3dB} = 250$ kHz (401,69 MHz a 401,94 MHz). As configurações cuja frequência referente ao valor mínimo da razão axial mais se aproximou do desejado para a aplicação em questão foram $L_{slot1} = 49,81$ mm, $L_{stub} = 10,39$ mm e $L_{slot1} = 49,85$ mm, $L_{stub} = 9,98$ mm, com valores de $BW_{AR=3dB}$ iguais a 240 kHz e 220 kHz e AR_{min} iguais a 1,52 dB e 1,98 dB, respectivamente.

Identificou-se que a direção de máxima irradiação da antena é $\theta = 0^\circ$. Logo, esta direção foi escolhida para análise em frequência do ganho da DRA proposta na mesma faixa de frequências relativa à da razão axial. O objetivo deste estudo é avaliar o máximo ganho com polarização circular à direita e sua frequência correspondente, a tolerância na região de frequência correspondente à banda de razão axial menor que 3 dB e o nível de isolamento entre RHCP (sentido de polarização de interesse para este projeto) e LHCP (sentido indesejado). Os resultados do ganho da antena com polarização à direita e à esquerda são exibidos nas Figuras 55a e 55b mantendo as mesmas configurações de L_{slot1} e L_{stub} da Figura 54.

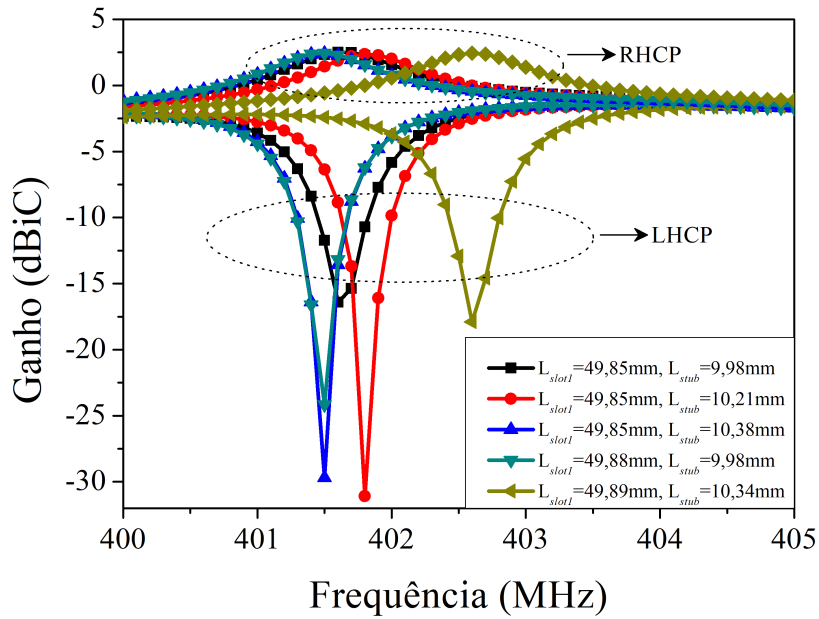
Dentre as configurações mencionadas na Figura 55, $L_{slot1} = 49,85$ mm e $L_{stub} = 9,98$ mm proporcionou o maior dos valores para ganho com RHCP, sendo 2,49 dBiC na frequência de 401,6 MHz, com valor mínimo de -16,4 dBiC para LHCP, o que representou um bom isolamento de polarização cruzada de 18,89 dB, mesmo sendo o menor isolamento encontrado. Com exceção das configurações $L_{slot1} = 49,85$ mm, $L_{stub} = 10,21$ mm e $L_{slot1} = 49,84$ mm, $L_{stub} = 10,17$ mm, o valor máximo do ganho com RHCP em todas as outras configurações permaneceu acima de 2,4 dBiC mantendo bom isolamento de polarização cruzada. Apesar de apresentar o menor valor para ganho máximo RHCP (2,36 dBiC), a configuração $L_{slot1} = 49,85$ mm e $L_{stub} = 10,21$ proporcionou o melhor isolamento entre RHCP e LHCP, sendo igual da 33,44 dB na frequência de 401,8 MHz com o menor dos valores de razão axial, como exposto anteriormente.

Após análise das curvas da Figura 55, verificou-se que a frequência relativa à mínima razão axial corresponde àquela relacionada aos pontos de máximo ganho RHCP e mínimo ganho LHCP. Considerando a largura de banda da razão axial menor que 3 dB como o intervalo entre f_{AR1} e f_{AR2} , verificou-se o ganho RHCP nas duas frequências com a finalidade de obter o percentual de variação do ganho máximo nos pontos extremos de operação com polarização circular. Os resultados desta análise são sintetizados na Tabela 14.

Após uma análise da Tabela 14, pode-se afirmar que na banda de polarização circular o



(a)



(b)

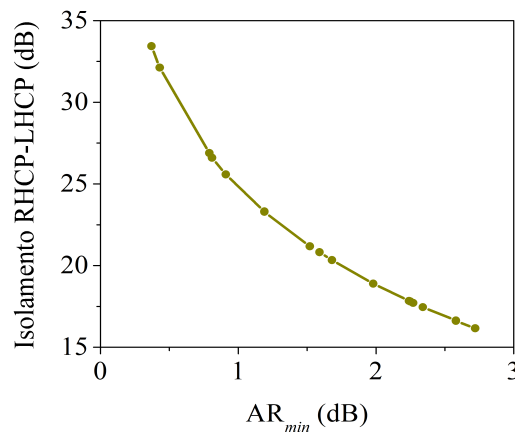
Figura 55: Ganho RHCP e LHCP em função da frequência na direção $\theta = 0^\circ$. (a) Parte 1. (b) Parte 2.

ganho RHCP manteve-se acima do ganho do dipolo de meia onda (2,156 dBi) em quase todas as configurações. Além disso, nos pontos extremos dessa banda (em f_{AR1} e f_{AR2}), seu valor mantém-se em torno de 90% do seu valor máximo individual, representando uma suave variação que pode ser constatada visualmente ao se efetuar uma rápida verificação no gráfico. Os valores do ganho da antena nas frequências f_{AR1} e f_{AR2} podem divergir devido a uma ligeira assimetria

Tabela 14: Percentual de variação do ganho máximo para RHCP nas frequências f_{AR1} e f_{AR2} .

L_{slot1} (mm)	L_{stub} (mm)	$G_{f_{AR1}}$ (dBiC)	$G_{f_{AR2}}$ (dBiC)	% de G_{max} em f_{AR1}	% de G_{max} em f_{AR2}
49,78	9,77	2,26	2,18	92,24	88,98
49,81	10,39	2,26	2,29	91,13	92,34
49,82	10,23	2,39	2,28	97,95	93,44
49,83	9,69	2,3	2,36	94,65	97,12
49,83	10,02	2,23	2,25	90,65	91,46
49,84	10,17	2,19	2,16	92,41	91,14
49,85	9,98	2,33	2,27	93,57	91,16
49,85	10,21	2,21	2,01	93,64	85,17
49,85	10,38	2,35	2,27	97,11	93,80
49,88	9,98	2,37	2,28	97,53	93,83
49,89	10,34	2,32	2,36	95,08	96,72

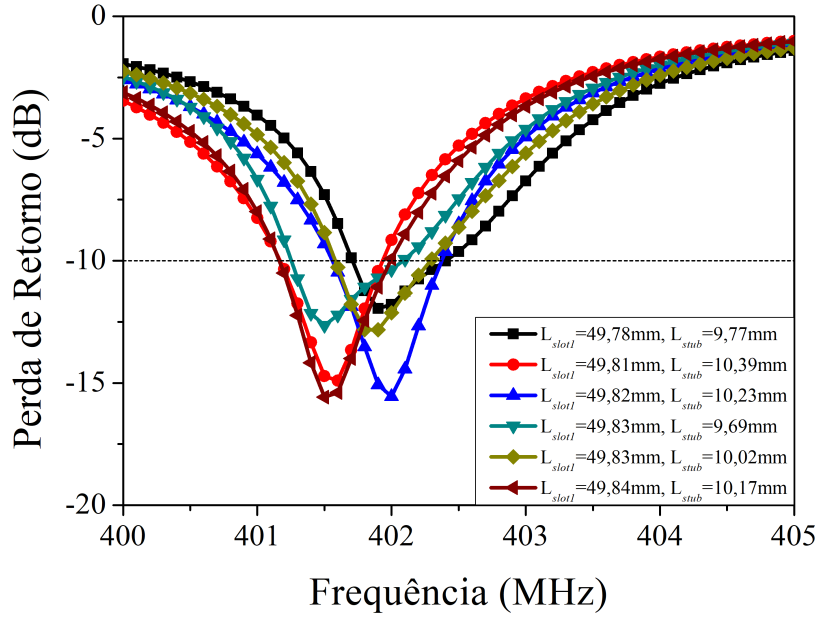
na curva da razão axial.

**Figura 56:** Nível de isolamento entre RHCP e LHCP em função da razão axial mínima verificada nas onze melhores configurações.

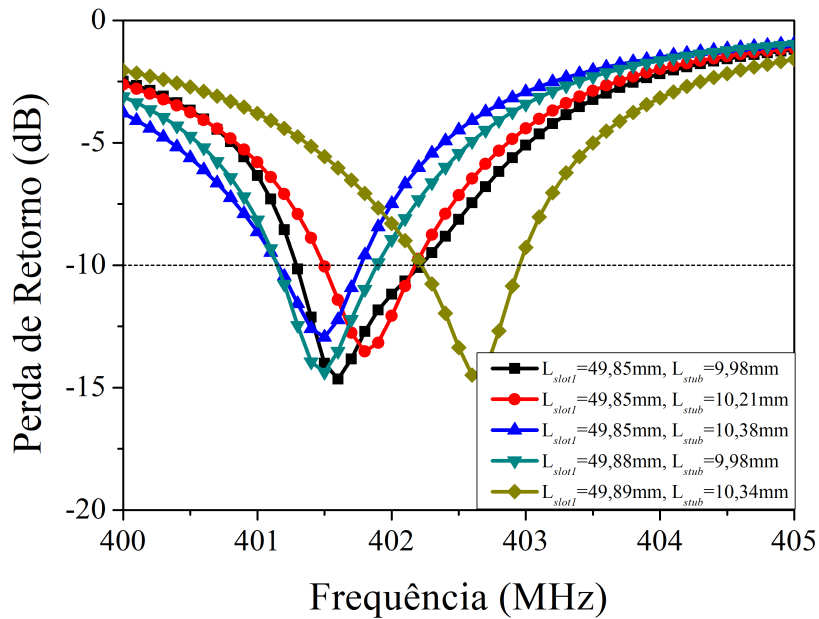
Através do gráfico na Figura 56, pode-se verificar que o maior nível de isolamento entre as polarizações (33,44 dB) ocorre para o menor valor de razão axial (0,37 dB) e, à medida que razão axial aumenta até 3 dB, o nível de isolamento entre as polarizações RHCP e LHCP cai rapidamente. Estes resultados seguem o comportamento esperado de acordo com a Equação (3.8) do Capítulo 3.

Os gráficos com a perda de retorno para as melhores configurações estudadas são mostrados na Figura 57. Em várias configurações, a frequência central da perda de retorno $f_{S_{11min}}$ coincidiu com a frequência central da razão axial f_{ARmin} , evidenciando casamento de impedância e fatores de qualidade aproximadamente iguais para ambos os modos quase-degenerados, além de maior aproximação. As configurações com $L_{slot1} = 49,81$ mm, $L_{stub} = 10,39$ mm e $L_{slot1} = 49,85$

mm, $L_{stub} = 9,98$ mm apresentaram frequência central de operação em 401,6 MHz, indicando boas opções quanto à sintonia de frequência para a aplicação de interesse. Ademais, ambas proporcionam valores razoáveis de 2,48 dBiC e 2,49 dBiC para ganho RHCP, 240 kHz e 220 kHz de $BW_{AR=3dB}$ e bom casamento de impedância, com -14,9 dB e -14,65 dB de perda de retorno mínima, respectivamente.



(a)



(b)

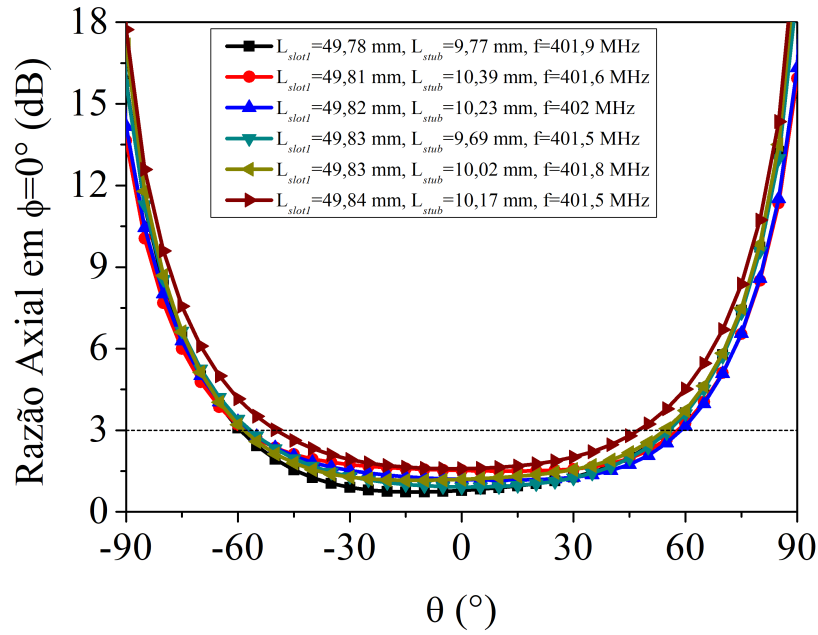
Figura 57: Perda de retorno (S_{11}). (a) Parte 1. (b) Parte 2.

Em todas as curvas presentes na Figura 57, a largura de banda de casamento de impedância $BW_{S_{11}=-10\text{dB}}$ manteve-se igual a 620 kHz ($L_{slot1} = 49,85$ mm e $L_{stub} = 10,38$ mm) ou acima deste valor, tornando a alcançar até 920 kHz ($L_{slot1} = 49,85$ mm e $L_{stub} = 9,98$ mm) com características satisfatórias de polarização circular à direita. De acordo com a Tabela 13, o valor de $BW_{S_{11}=-10\text{dB}}$ pode ser de até 1,12 MHz ($L_{slot1} = 49,83$ mm e $L_{stub} = 9,75$ mm), o que seria muito interessante para a aplicação de interesse. Entretanto, esta última configuração apresenta baixa largura de banda de razão axial. A configuração $L_{slot1} = 49,81$ mm e $L_{stub} = 9,98$ mm proporcionou o melhor casamento de impedância ($S_{11min} = -22,43$ dB) com a segunda maior largura de banda ($BW_{S_{11}=-10\text{dB}} = 1,07$ MHz), porém, com baixa $BW_{AR=3\text{dB}}$. Constatou-se que a configuração que apresentou a maior $BW_{AR=3\text{dB}}$ ($L_{slot1} = 49,78$ mm e $L_{stub} = 9,77$ mm) está relacionada à situação com a maior das reflexões, apresentando perda de retorno mínima de -11,95 dB, valor muito próximo ao limite tolerável ($S_{11} = -10$ dB). Portanto, o casamento de impedância não é um fator limitante para a obtenção de uma razoável largura de banda com polarização circular. Como outro exemplo desta problemática, pode-se verificar que a mesma configuração com maior $BW_{S_{11}=-10\text{dB}}$ citada anteriormente proporcionou apenas 120 kHz de $BW_{AR=3\text{dB}}$.

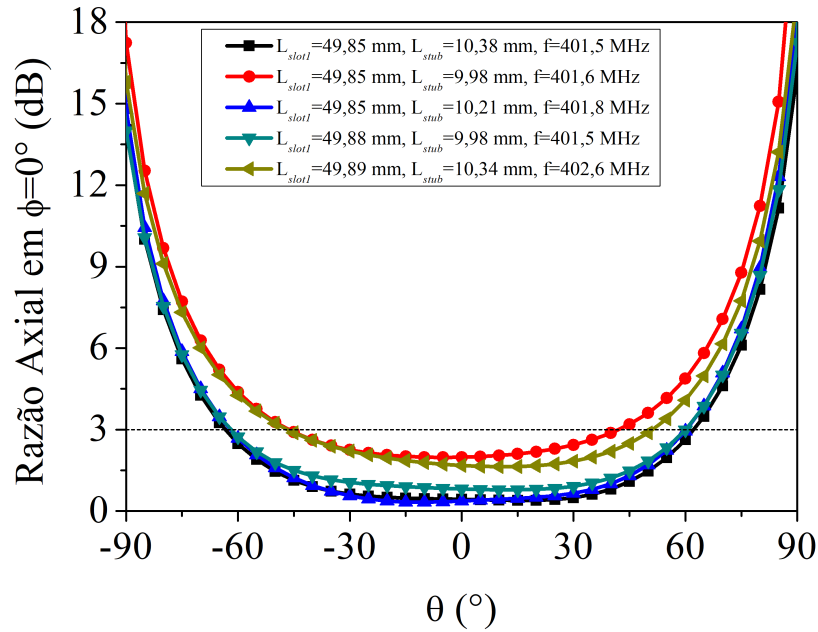
As Figuras 58 a 61 mostram os resultados da razão axial e do ganho da antena no plano de elevação para $\phi = 0^\circ$ e $\phi = 90^\circ$. A obtenção das curvas foi realizada na frequência correspondente à mínima razão axial f_{ARmin} individual para cada configuração, valores que podem ser conferidos na Tabela 13. Como pode ser visto nas Figuras 60 e 61, a distribuição do ganho RHCP no plano de elevação apresenta a forma cardióide. Após a análise em frequência realizada já executada para razão axial e ganho com polarização circular, estes gráficos complementam o estudo através da análise da largura de feixe (LF, ou abertura) para esses dois parâmetros.

Nas Figuras 58 e 59, todas as configurações apresentaram largura de feixe para razão axial menor que 3 dB ($LF_{AR=3\text{dB}}$, ou largura de feixe com polarização circular) entre 89° e 126° no plano $\phi = 0^\circ$ e entre 124° e 142° no plano $\phi = 90^\circ$. Após uma análise das curvas presentes nas Figuras 60 e 61, constatou-se que todas as configurações apresentaram $91,67^\circ$ como valor médio da largura de feixe para ganho RHCP acima de 0 dBiC ($LF_{GRHCP=0\text{dBiC}}$). Além disso, tendo em vista que quase todas as configurações apresentaram ganho máximo acima de 2,156 dBiC na análise em frequência, definiu-se como fator de mérito a largura de feixe para ganho com polarização circular à direita acima de 2,156 dBi (ou 0 dBd), valor este correspondente ao ganho do dipolo de meia onda¹¹ ($LF_{GRHCP=2,156\text{dBiC}}$). Em média, a largura de feixe para ganho RHCP igual ou superior ao do dipolo de meia onda foi igual a $30,7^\circ$.

¹¹ Desconsidera-se aqui o caráter de polarização linear do dipolo e o circular da presente antena proposta.



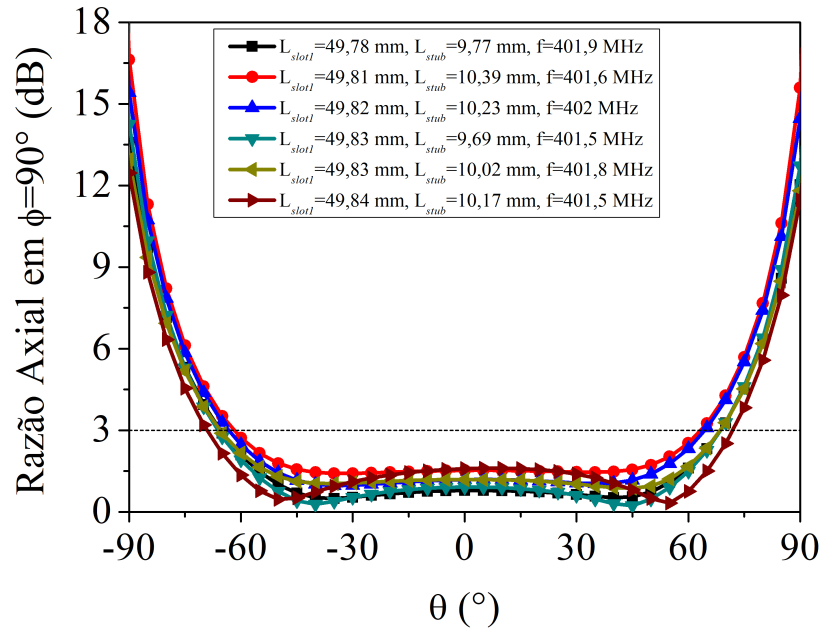
(a)



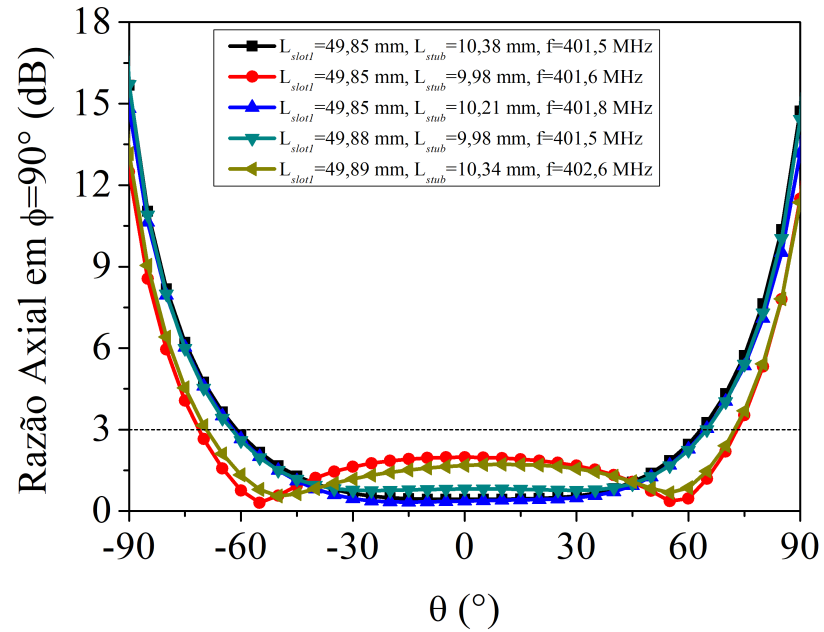
(b)

Figura 58: Razão axial em função do ângulo de elevação no plano $\phi = 0^\circ$. (a) Parte 1. (b) Parte 2.

Ao analisar a configuração $L_{slot1} = 49,85$ mm e $L_{stub} = 9,98$ mm, citada como aquela que obteve a maior largura de banda de casamento de impedância (920 kHz), esta apresentou o menor dos valores para $LF_{AR=3dB}$ no plano $\phi = 0^\circ$ ($89,21^\circ$) e o maior para $\phi = 90^\circ$ ($144,48^\circ$), resultados estes somados à máxima abertura para ganho maior acima do ganho do dipolo de meia onda ($33,93^\circ$) e segunda maior abertura para ganho acima de 0 dBiC (a maior aconteceu



(a)



(b)

Figura 59: Razão axial em função do ângulo de elevação no plano $\phi = 90^\circ$. (a) Parte 1. (b) Parte 2.

para $L_{slot1} = 49,89$ mm e $L_{stub} = 10,34$ mm). Entretanto, esta configuração apresenta o menor isolamento à polarização cruzada (18,89 dB). Em contrapartida, houve máxima abertura para a configuração $L_{slot1} = 49,85$ mm e $L_{stub} = 10,38$ mm no plano $\phi = 0^\circ$ (125,94 $^\circ$), e mínima no plano $\phi = 90^\circ$ (124,8 $^\circ$), com boas larguras de feixe para ganho e ótimo isolamento à polarização cruzada (32,12 dB).

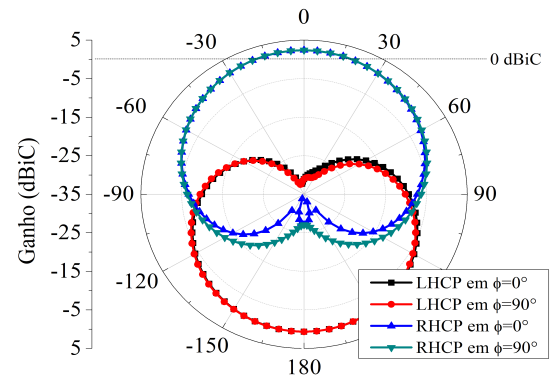
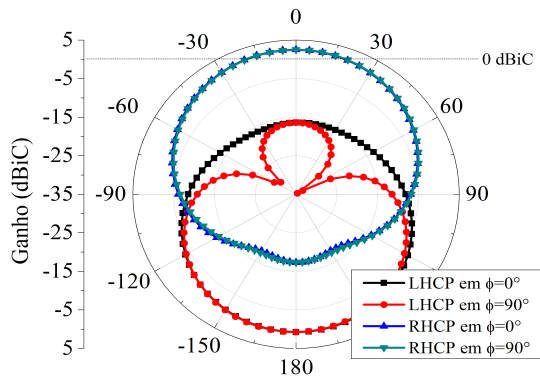
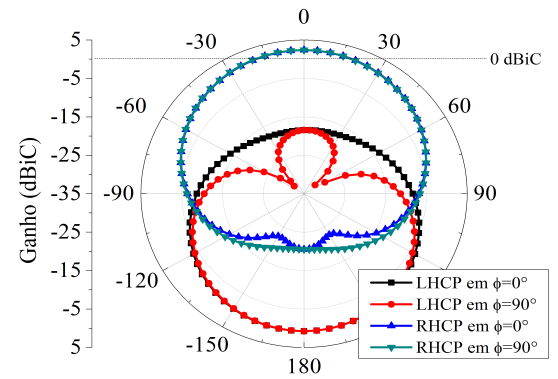
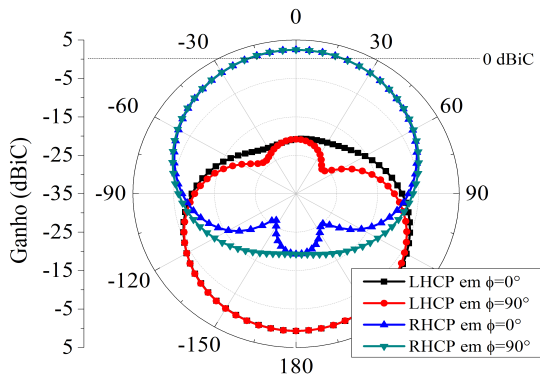
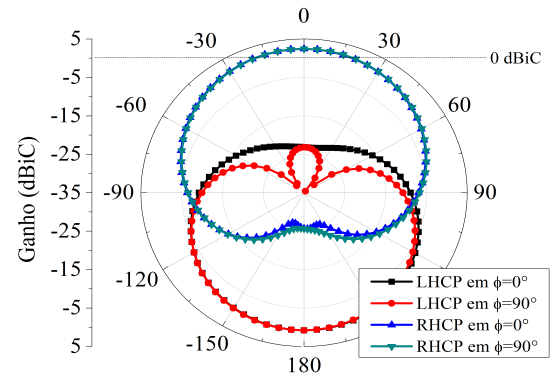
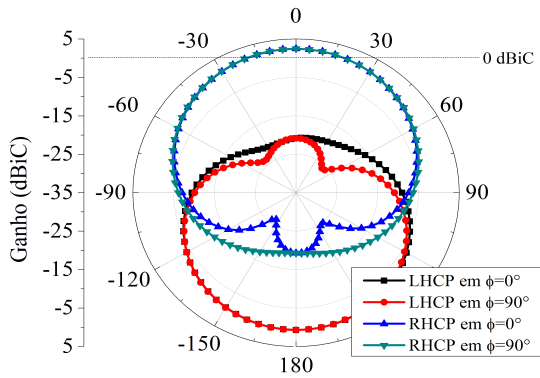
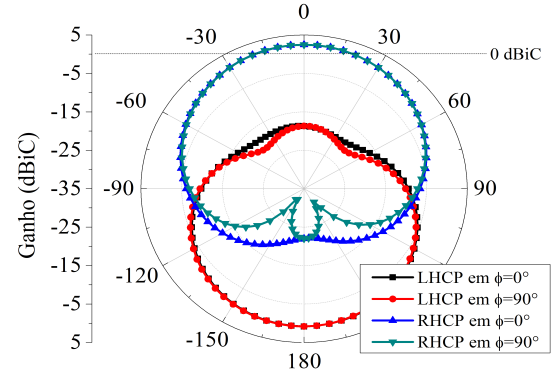
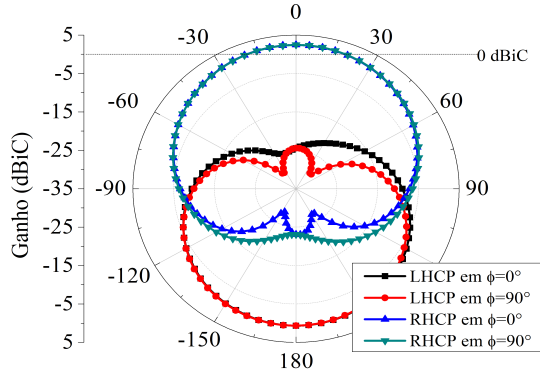


Figura 60: Ganho no plano de elevação para $\phi = 0^\circ$ e $\phi = 90^\circ$ para várias configurações (parte 1).

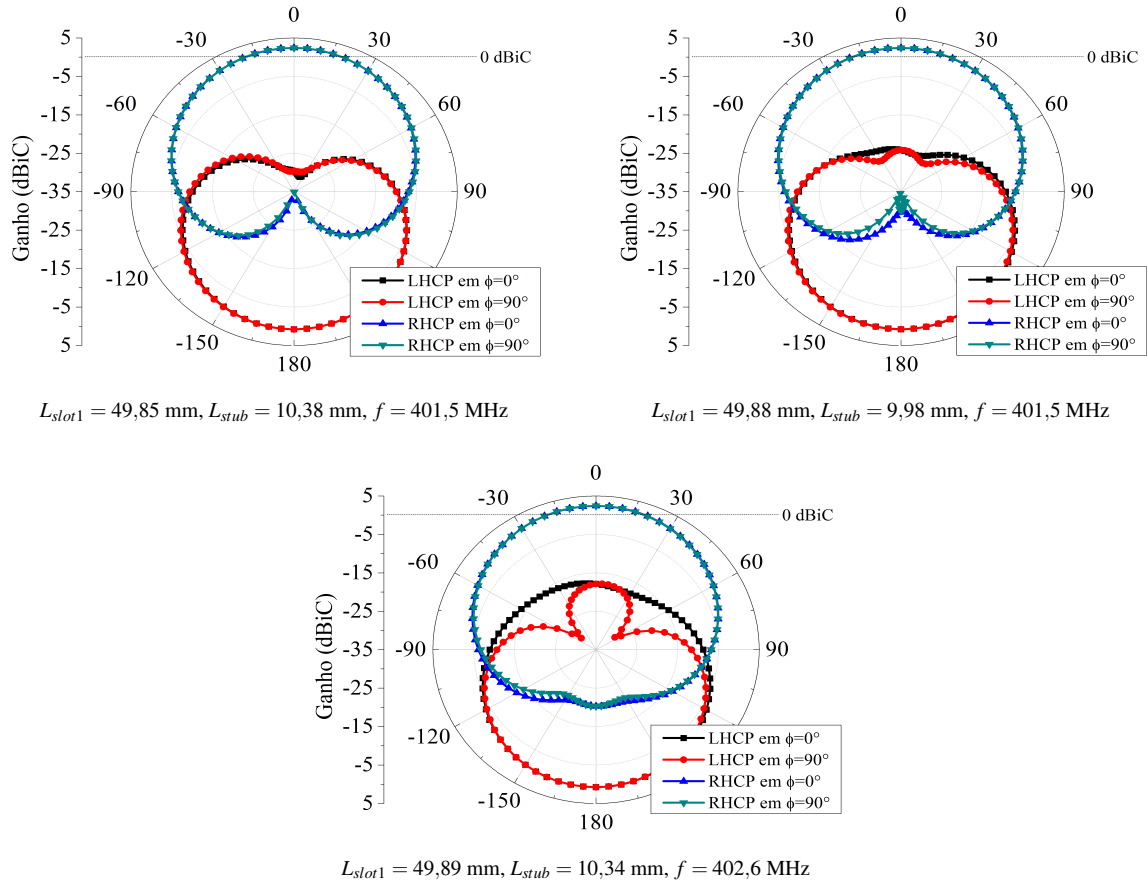


Figura 61: Ganho no plano de elevação para $\phi = 0^\circ$ e $\phi = 90^\circ$ para várias configurações (parte 2).

Verificou-se que uma boa largura de banda da razão axial abaixo de 3 dB em frequência (na direção do máximo ganho) não justifica uma maior largura de feixe também para 3 dB, o que pode ser constatado na configuração $L_{slot1} = 49,81 \text{ mm}$ e $L_{stub} = 10,39 \text{ mm}$, que apresentou a maior largura de banda em frequência (260 kHz), porém, com largura de feixe de $115,06^\circ$ e $134,3^\circ$ nos planos $\phi = 0^\circ$ e $\phi = 90^\circ$, respectivamente. Estes e os demais resultados da análise do ângulo de abertura para as várias configurações são sintetizados na Tabela 15.

A Tabela 16 complementa a análise da presente antena com outros parâmetros relacionados à irradiação da antena proposta, como largura de feixe de meia potência inerente à componente do campo elétrico com sentido de polarização circular à direita ($LFMP_{E_{RHCP}}$), relação frente-costas (RFC), eficiência de radiação e máxima diretividade alcançada (D_{max}). Verificou-se nas simulações que E_{RHCP} assume aproximadamente o mesmo valor tanto no plano $\phi = 0^\circ$ quanto no plano $\phi = 90^\circ$ para $-90^\circ < \theta < 90^\circ$. Os valores médios para eficiência de irradiação e diretividade foram 70% e 4,03 dB, respectivamente, indicando que há a possibilidade do ganho da antena ser aumentado com uma melhoria na eficiência. O valor médio para $LFMP_{E_{RHCP}}$ foi igual a $102,31^\circ$, o que representa uma ótima abertura para

Tabela 15: Resultados da análise de largura de feixe para razão axial e ganho RHCP no plano de elevação.

L_{slot1} (mm)	L_{stub} (mm)	$LF_{AR=3dB}$ ($\phi = 0^\circ$)($^\circ$)	$LF_{AR=3dB}$ ($\phi = 90^\circ$)($^\circ$)	$LF_{G_{RHCP}=0dBic}$ ($^\circ$)	$LF_{G_{RHCP}=2,156dBic}$ ($^\circ$)
49,78	9,77	115,06	134,3	91,26	31,31
49,81	10,39	116,3	125,49	92,7	33,09
49,82	10,23	116,3	127,93	92,25	30,85
49,83	9,69	113	135,24	92,08	30,97
49,83	10,02	114	135	90,27	31,17
49,84	10,17	97,53	141,22	91,43	27,39
49,85	9,98	89,21	144,48	92,88	33,93
49,85	10,21	122,57	126,96	89,91	26,37
49,85	10,38	125,94	124,8	90,96	29,84
49,88	9,98	122,06	127,66	91,42	30,74
49,89	10,34	99,34	141,89	93,2	32

antena para todas as configurações estudadas. Ao analisar as Tabelas 15 e 16, pode-se constatar que as aberturas $LFMP_{E_{RHCP}}$ e $(LF_{AR=3dB})$ limitam-se mutua e alternadamente dependendo da configuração, prevalecendo o menor valor das duas. Tais aberturas, por sua vez, limitam-se aos valores de abertura com ganho razoável para a aplicação de interesse. A relação frente-costa é um outro parâmetro importante a ser estudado, uma vez que quanto maior o seu valor, menor será a irradiação traseira na antenna. O valor médio de RFC para todas as configurações foi igual a 1,47 dB, valor baixo que indica a presença de irradiação traseira proveniente do *slot* cruzado.

Tabela 16: Outros parâmetros de irradiação da antenna.

L_{slot1} (mm)	L_{stub} (mm)	$LFMP_{E_{RHCP}}$ ($^\circ$)	RFC (dB)	Eficiência (%)	D_{max} (dB)
49,78	9,77	101,37	1,76	69	4,05
49,81	10,39	102,43	1,67	70	4,07
49,82	10,23	102,9	1,73	70	4,01
49,83	9,69	102,53	1,61	70	4,01
49,83	10,02	100,18	1,7	69	4,10
49,84	10,17	103,23	1,61	70	3,94
49,85	9,98	102,26	1,7	71	4,03
49,85	10,21	101,68	1,7	69	4,01
49,85	10,38	101,53	1,61	69	4,05
49,88	9,98	103,66	1,64	69	4,07
49,89	10,34	103,66	1,67	70	4,01

A Figura 62 exibe um exemplo do diagrama de irradiação tridimensional da antenna. A configuração escolhida foi $L_{slot1} = 49,85$ mm e $L_{stub} = 10,21$ mm por apresentar maior isolamento de polarização cruzada. Como pode-se verificar, o campo irradiado na direção traseira da antenna deve-se à componente do campo elétrico com sentido de polarização à

esquerda (E_{LHCP}). Isto pode ser explicado pela diferença entre os comprimentos dos *slots* ortogonais, uma vez que, como estudado na Seção 3.5.7 (Capítulo 3), o sentido da rotação do vetor campo elétrico em uma DRA circularmente polarizada e excitada por *slot* cruzado depende da diferença de comprimento entre os *slots*. Para irradiação convencional para frente, $L_{\text{slot}2} > L_{\text{slot}1}$ produzindo RHCP. Ao visualizar *slots* por baixo da antena, $L_{\text{slot}2}$ torna-se $L_{\text{slot}1}$ e vice-versa, produzindo para trás LHCP. Ademais, a irradiação traseira proveniente dos *slots* pode ser mitigada com o adoção de uma *stripline* em vez da linha de microfita. A diretividade máxima alcançada pela antena manteve-se, em média, igual a 4,03 dB e a eficiência de radiação em 70%. A perda de 30% na eficiência pode ser atribuída a vários fatores, como permissividade relativa, casamento de impedância e tamanho do *patch* condutor parasita. Logo, o ganho da DRA proposta possui chances de alcançar valores maiores após estudos no sentido de aumentar a eficiência de radiação.

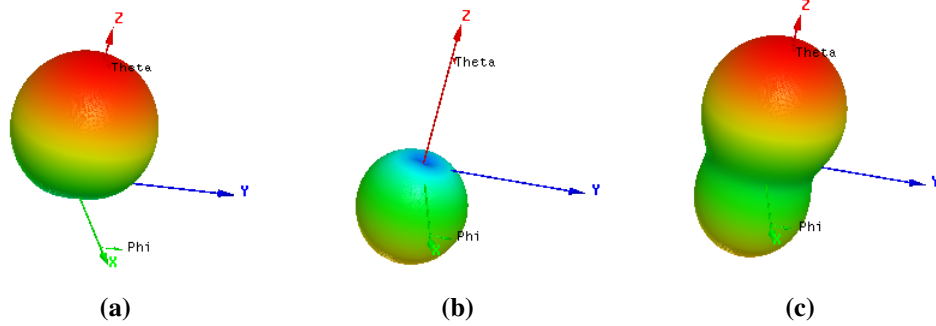


Figura 62: Diagrama tridimensional para a configuração $L_{\text{slot}1} = 49,85$ mm e $L_{\text{stub}} = 10,21$ mm. (a) E_{RHCP} . (b) E_{LHCP} . (c) E_{total} .

CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS

Este trabalho discorreu a respeito do projeto de uma antena ressoadora dielétrica com frequência de operação nas proximidades de 401 MHz, em UHF, e foi objeto de desafio no quesito de miniaturização face à sua frequência de operação e mantendo um valor de permissividade relativa do material tangível.

O projeto se deu por diferentes fases, incluindo cálculos teóricos e testes com alimentações diferentes, como sonda coaxial, *slot* retangular simples e *slot* cruzado. Várias tomadas de decisão foram envolvidas no decorrer da concepção numérica da antena no sentido de diminuir o valor da permissividade relativa para tamanho e frequência dados, para que finalmente a mesma tomasse a forma de uma antena ressoadora dielétrica de setor cilíndrico de 90° alimentada por *slot* cruzado com *patch* parasita circular no topo e circularmente polarizada à direita. Vários parâmetros foram analisados e discutidos.

A largura de banda da razão axial abaixo de 3 dB representa um parâmetro importante na análise de antenas circularmente polarizadas e neste trabalho, foi tomada como um ponto inicial de seleção dos melhores resultados. Os resultados mostram que praticamente em todas as configurações que apresentaram os melhores resultados, as bandas com polarização circular situaram-se na região de frequências entre 401,3 MHz e 402,1 MHz. A largura de banda de polarização circular manteve-se entre 220 kHz e 260 kHz, apresentando ganho máximo com polarização circular à direita entre 2,36 dBiC e 2,49 dBiC e mantendo bom isolamento à polarização cruzada, o qual variou entre 18,89 dB e 33,44 dB. Em média, a largura de feixe com polarização circular foi igual a $111,94^\circ$ e $133,18^\circ$ nos planos $\phi = 0^\circ$ e $\phi = 90^\circ$, respectivamente. Nos pontos extremos da banda de frequência com polarização circular, o ganho manteve-se aproximadamente acima de 90% do seu valor máximo, representando uma baixa queda. Além disso, pode-se concluir que o ganho da antena manteve-se maior que o ganho do dipolo de meia onda em todas as frequências contidas nesta banda, com também em uma largura de feixe de $30,7^\circ$, em média.

Como perspectivas para a continuidade deste trabalho, pretende-se:

- Avaliar o relacionamento entre o *patch* condutor e a eficiência, no sentido de melhorá-la;
- Avaliar outras razões de aspecto da DRA, como raio menor e altura maior, com vistas à melhoria do ganho;
- Projetar uma arranjo 2x2 de DRAs com a mesma configuração posicionadas sobre um plano de terra com as mesmas dimensões com o objetivo de aumentar o ganho e a largura de banda com polarização circular à direita. O projeto da arranjo envolverá a concepção da rede de alimentação por circuito coletivo de microfita com defasamento progressivo de fase para que seja montado um arranjo empregando a técnica de rotação sequenciada dos elementos. O circuito será constituído por linhas de microfita de 50Ω , junções-T e transformadores de um quarto do comprimento de onda guiado de $35,35 \Omega$. O projeto desta rede de alimentação representará outro desafio pelo fato de envolver o mesmo substrato com dimensões 20 cm x 20 cm e permissividade relativa de apenas 4,4, o qual impõe comprimentos de onda guiados maiores, além da problemática do acoplamento mútuo envolvendo os quatro elementos do arranjo.
- Além do projeto do circuito de alimentação de microfita para os quatro elementos do arranjo 2x2, pretende-se ainda projetar uma segunda rede de alimentação que entregará defasagem progressiva de fase para as quatro placas, cada uma constituída pelo arranjo citado no tópico anterior e todas representando as quatro abas articuladas de um nanossatélite cúbico de formato 8U, tornando possível a concepção de um arranjo de 16 DRAs (4x2x2).

A partir da análise realizada com as melhores configurações, a escolha de uma delas para a futura fabricação pode recair em três fatores, a melhor sintonia com 401,6 MHz, o máximo ganho com polarização circular à direita proporcionado, o nível de isolamento à polarização cruzada e a largura de banda com polarização circular.

Diante dos resultados expostos, pode-se concluir que a antena proposta neste trabalho representa uma solução compacta, de baixo perfil, circularmente polarizada à direita, com único ponto de alimentação concebido em um substrato dielétrico de baixo custo e frequência de operação consideravelmente próxima daquela utilizada no SBCDA. Espera-se que este trabalho represente um ponto inicial para o estudo da utilização de antenas ressoadoras dielétricas em nanossatélites meteorológicos de tamanho 8U. Além disso, espera-se ainda que o projeto desta antena contribua com a comunidade de antenas e propagação de ondas como um objeto de estudo no campo de antenas miniaturizadas com frequências de operação mais baixas, como UHF e até mesmo VHF.

Referências Bibliográficas

ABDEL-WAHAB, W. M.; BUSUIOC, D.; SAFAVI-NAEINI, S. Millimeter-wave high radiation efficiency planar waveguide series-fed dielectric resonator antenna (DRA) array: analysis, design, and measurements. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, IEEE, v. 59, n. 8, p. 2834–2843, 2011.

ALLNUTT, J. E. **Satellite-to-ground radiowave propagation**. London: Peter Peregrinus, 2011.

ALMPANIS, G.; FUMEAUX, C.; VAHLDIECK, R. Offset cross-slot-coupled dielectric resonator antenna for circular polarization. **IEEE microwave and wireless components letters**, IEEE, v. 16, n. 8, p. 461–463, 2006.

ANSOFT CORPORATION. **High Frequency Structure Simulator User's Guide**. 10. ed. Pittsburgh, 2005.

ANSOFT CORPORATION. **An Introduction to HFSS: Fundamental Principles, Concepts, and Use**. Pittsburgh, 2009.

ANSYS CORPORATION. **Ansoft HFSS for Antenna/RF – User Guide**. 4. ed. Pittsburgh, 2010.

ANSYS CORPORATION. **Ansoft HFSS – Technical Notes**. Pittsburgh, 2011.

ARAUJO, C. E. R. de. **Análise e simulação do sistema de comunicação WiMAX (802.16-2004) em diferentes configurações e condições de operação, com o uso do aplicativo MATLAB–SIMULINK**. Dissertação (Mestrado) — Universidade de São Paulo, Escola Politécnica, São Paulo, 2010.

ARGYRIS, J. H.; KELSEY, S. **Energy theorems and structural analysis**. New York: Springer, 1960.

BAHL, I. J.; GARG, R. Simple and accurate formulas for a microstrip with finite strip thickness. **Proceedings of the IEEE**, IEEE, v. 65, n. 11, p. 1611–1612, 1977.

BALANIS, C. A. **Advanced Engineering Electromagnetics**. 2. ed. New York: John Wiley & Sons, 2012.

BALANIS, C. A. **Antenna theory: analysis and design**. 5. ed. Hoboken: John Wiley & Sons, 2016.

BALMAN, K.; JORDAN, E. **Electromagnetic waves and radiating systems**. Englewood Cliffs: Prentice Hall, New Jersey, 1968.

- BEL FUSE. **SMA 50 Ohm End Launch Jack Receptable–Tab Contact**. 2017. Disponível em: <<https://belfuse.com/resources/Johnson/productinformation/pi-142-0701-851.pdf>>. Acesso em: 25-09-2017.
- BEMANI, M.; NIKMEHR, S.; YOUNESIRAAD, H. A novel small triple band rectangular dielectric resonator antenna for WLAN and WiMAX applications. **Journal of Electromagnetic Waves and Applications**, Taylor & Francis, v. 25, n. 11-12, p. 1688–1698, 2011.
- BERENGER, J.-P. A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves. **Journal of computational physics**, Elsevier, v. 114, n. 2, p. 185–200, 1994.
- BEZERRA, J. W. de O. **Estudo numérico/experimental de antena ressoadora dielétrica circularmente polarizada com alimentação por sonda única**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceará, Departamento de Engenharia de Teleinformática, Fortaleza, 2012.
- BEZERRA, J W. O; SOUSA, D. G.; JUNQUEIRA, C. C. M.; SILVA, M. A. S.; BARROSO, G. C.; SOMBRA, A. S. B. Circularly polarized quarter-cylinder-shaped dielectric resonator antenna using a single probe feed. **Microwave and Optical Technology Letters**, Wiley Online Library, v. 57, n. 3, p. 722–726, 2015.
- BIRAND, M. T.; GELSTHORPE, R. V. An experimental millimetric array using radiators fed by means of a dielectric waveguide. **Electronics Letters**, IET, v. 17, n. 18, p. 633–635, 1981.
- BONDESON, A.; RYLANDER, T.; INGELSTRÖM, P. **Computational electromagnetics**. New York: Springer Science & Business Media, 2012.
- BUER, K. V.; EL-SHARAWY, E. A novel technique for tuning dielectric resonators. **IEEE transactions on microwave theory and techniques**, IEEE, v. 43, n. 1, p. 36–41, 1995.
- CARRIE, J.; ESSELLE, K.; ROSCOE, D. J.; ITTIPIBOON, A.; SEBAK, A.; SHAFAI, L. A K-band circularly polarized cavity backed dielectric resonator. In: IEEE. **Antennas and Propagation Society International Symposium, 1996. AP-S. Digest**. Baltimore, 1996. v. 1, p. 734–737.
- CARVALHO, M. J. M.; LIMA, J. S. dos S.; JOTHA, L. dos S.; AQUINO, P. S. de. CONASAT - Constelação de nano satélites para coleta de dados ambientais. In: INPE. **XVI Simpósio Brasileiro de Sensoriamento Remoto (SBSR)**. Natal, 2013. p. 13–18.
- CHEN, L.-F.; ONG, C. K.; NEO, C. P.; VARADAN, V. V.; VARADAN, V. K. **Microwave electronics: measurement and materials characterization**. Chichester: John Wiley & Sons, 2004.
- CHEN, Y.; WANG, C.-F. **Characteristic modes: Theory and applications in antenna engineering**. Hoboken: John Wiley & Sons, 2015.
- CHEN, Z.-N.; LEUNG, K.-W.; LUK, K.-M.; YUNG, E. K.-N. Effect of parasitic disk on a coaxial probe-fed dielectric resonator antenna. **Microwave and Optical Technology Letters**, Wiley Online Library, v. 15, n. 3, p. 166–168, 1997.
- CLOUGH, R. W. The finite element method in plane stress analysis. In: A.S.C.E. **Proc. 2nd Conference on Electronic Computation**. Pittsburgh, 1960.

- CLOUGH, R. W. Original formulation of the finite element method. **Finite Elements in Analysis and Design**, Elsevier, v. 7, n. 2, p. 89–101, 1990.
- COHN, S. B. Microwave bandpass filters containing high- Q dielectric resonators. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, IEEE, v. 16, n. 4, p. 218–227, 1968.
- COULIBALY, Y.; DENIDNI, T. A.; TALBI, L. Design of a broadband hybrid dielectric resonator antenna for X-band applications. **Journal of Electromagnetic Waves and Applications**, Taylor & Francis, v. 20, n. 12, p. 1629–1642, 2006.
- COURANT, R. Variational methods for the solution of problems of equilibrium and vibrations. **Bulletin of the American mathematical Society**, v. 49, n. 1, p. 1–23, 1943.
- COURTNEY, W. E. Analysis and evaluation of a method of measuring the complex permittivity and permeability microwave insulators. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, IEEE, v. 18, n. 8, p. 476–485, 1970.
- CURRIE, C. J.; ANTAR, Y. M. M.; PETOSA, A.; ITTIPIBOON, A. Compact dielectric loaded circularly polarised microstrip antenna. **Electronics Letters**, IET, v. 37, n. 18, p. 1104–1105, 2001.
- ELKARKRAOUI, T.; DELISLE, G. Y.; HAKEM, N.; COULIBALY, Y. Circular polarisation XDRA for broadband underground communications. In: IEEE. **2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)**. Orlando, 2013. p. 1236–1237.
- ENGQUIST, B.; MAJDA, A. Absorbing boundary conditions for numerical simulation of waves. **Proceedings of the National Academy of Sciences**, National Acad Sciences, v. 74, n. 5, p. 1765–1766, 1977.
- ESSELLE, K. P. Circularly polarised higher-order rectangular dielectric-resonator antenna. **Electronics Letters**, IET, v. 32, n. 3, p. 150–151, 1996.
- FAKHTE, S.; ORAIZI, H.; KARIMIAN, R. A novel low-cost circularly polarized rotated stacked dielectric resonator antenna. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, IEEE, v. 13, p. 722–725, 2014.
- GAO, S.; LUO, Q.; ZHU, F. **Circularly polarized antennas**. Chichester: John Wiley & Sons, 2013.
- GARG, R.; BHARTIA, P.; BAHL, I. J.; ITTIPIBOON, A. **Microstrip Antenna Design Handbook**. Norwood: Artech house, 2001.
- GRIFFITHS, D. J. **Introduction to Electrodynamics**. 4. ed. Boston: Pearson, 2013.
- GUNSTON, M. A. R.; WEALE, J. R. Variation of microstrip impedance with strip thickness. **Electronics Letters**, IET, v. 5, n. 26, p. 697–698, 1969.
- GUPTA, K. C.; GARG, R.; BAHL, I.; BOZZI, M. **Microstrip lines and slotlines**. 2. ed. Norwood: Artech house, 1996.
- HANEISHI, M.; SUZUKI, Y. Circular polarization and bandwidth. In: JAMES, J. R.; HALL, P. S. (Ed.). **Handbook of Microstrip Antennas**. London: Peter Peregrinus Ltd., 1989. p. 219–274.

HANEISHI, M.; TAKAZAWA, H. Broadband circularly polarised planar array composed of a pair of dielectric resonator antennas. **Electronics Letters**, IET, v. 21, p. 437, 1985.

HONG, S. C.; HUANG, C. Y. Sequentially rotated array of dielectric resonator antennas. In: THE COUNCIL. **National Science Council, China**. Taiwan, 2001. v. 25.3, p. 202–204.

HRENNIKOFF, A. Solution of problems of elasticity by the framework method. **Journal of applied mechanics**, v. 8, n. 4, p. 169–175, 1941.

HSIAO, F.-R.; CHIOU, T.-W.; WONG, K.-L. Circularly polarized low-profile square dielectric resonator antenna with a loading patch. **Microwave and Optical Technology Letters**, Wiley Online Library, v. 31, n. 3, p. 157–159, 2001.

HUANG, C.-Y.; KUO, J.-S. Frequency-adjustable circularly polarized dielectric resonator antenna. **Microwave and Optical Technology Letters**, Wiley Online Library, v. 34, n. 3, p. 211–213, 2002.

HUANG, C.-Y.; LING, C.-W. Frequency-adjustable circularly polarised dielectric resonator antenna with slotted ground plane. **Electronics Letters**, IET, v. 39, n. 14, p. 1030–1031, 2003.

HUANG, C.-Y.; WU, J.-Y.; WONG, K.-L. Cross-slot-coupled microstrip antenna and dielectric resonator antenna for circular polarization. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, IEEE, v. 47, n. 4, p. 605–609, 1999.

HUANG, C.-Y.; YANG, C.-F. Cross-aperture coupled circularly polarized dielectric resonator antenna. In: IEEE. **Antennas and Propagation Society International Symposium, 1999**. IEEE. Orlando, 1999. v. 1, p. 34–37.

HUITEMA, L.; KOUBEISSI, M.; DECROZE, C.; MONÉDIÈRE, T. Ultrawideband dielectric resonator antenna for DVB-H and GSM applications. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, IEEE, v. 8, p. 1021–1027, 2009.

ILCEV, S. D. **Global Mobile Satellite Communications For Maritime, Land and Aeronautical Applications**. South Africa: Springer, 2005.

INPE. CONASAT. 2017. Disponível em: <<http://www.crn2.inpe.br/conasat1/index.php>>. Acesso em: 25-09-2017.

IPPOLITO, L. J. **Satellite Communications Systems Engineering Atmospheric Effects, Satellite Link Design and System Performance**. Washington: John Wiley & Sons, 2008.

ITTIPIBOON, A.; PETOSA, A.; CUHACI, M. Effects of inter-feed coupling on the axial ratio performance of circular polarized microstrip antennas. In: IEEE. **Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics ANTEM 98**. Ottawa, 1998. p. 209–212.

ITTIPIBOON, A.; ROSCOE, D.; MONGIA, R.; CUHACI, M. A circularly polarized dielectric guide antenna with a single slot feed. In: **Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics ANTEM 94**. Ottawa: IEEE, 1994. p. 427–430.

JIN, J.-M. **The finite element method in electromagnetics**. 5. ed. New York: John Wiley & Sons, 2014.

- JUNKER, G. P.; KISHK, A. A.; GLISSON, A. W. Input impedance of aperture-coupled dielectric resonator antennas. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, IEEE, v. 44, n. 5, p. 600, 1996.
- KAJFEZ, D. Temperature characterization of dielectric-resonator materials. **Journal of the European Ceramic Society**, Elsevier, v. 21, n. 15, p. 2663–2667, 2001.
- KAJFEZ, D.; GLISSON, A. W.; JAMES, J. Computed modal field distributions for isolated dielectric resonators. **IEEE transactions on Microwave Theory and Techniques**, Institute of Electrical and Electronics Engineers, v. 32, n. 12, p. 1609–1616, 1984.
- KAJFEZ, D.; GUILLON, P. **Dielectric Resonators**. Norwood, MA: Artech House, 1998.
- KHALILY, M.; KAMARUDIN, M. R.; JAMALUDDIN, M. H. A novel square dielectric resonator antenna with two unequal inclined slits for wideband circular polarization. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, IEEE, v. 12, p. 1256–1259, 2013.
- KISHK, A. A.; ANTAR, Y. M. M. Dielectric resonator antennas. In: OLINER, A. A.; JACKSON, D. R.; VOLAKIS, J. L. (Ed.). **Antenna engineering handbook**. New York: McGraw-Hill, 2007. p. 17.2–17.24.
- KISHK, A. A.; GLISSON, A. W.; YIN, Y. Conical dielectric resonator antennas excited by a coaxial probe. **Microwave and Optical Technology Letters**, Wiley Online Library, v. 29, n. 3, p. 160–161, 2001.
- KISHK, A. A.; ZUNOUBI, M. R.; KAJFEZ, D. A numerical study of a dielectric disk antenna above grounded dielectric substrate. **IEEE transactions on antennas and propagation**, IEEE, v. 41, n. 6, p. 813–821, 1993.
- KOBAYASHI, Y.; TANAKA, S. Resonant modes of a dielectric rod resonator short-circuited at both ends by parallel conducting plates. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, IEEE, v. 28, n. 10, p. 1077–1085, 1980.
- KRAUS, J. D. **Electromagnetics**. 2. ed. New York: McGraw-Hill, 1992.
- KRUPKA, J. Frequency domain complex permittivity measurements at microwave frequencies. **Measurement Science and Technology**, IOP Publishing, v. 17, n. 6, p. R55, 2006.
- KUMAR, A. V.; HAMSAKUTTY, V.; YOHANNAN, J.; MATHEW, K. T. Microstripline fed cylindrical dielectric resonator antenna with a coplanar parasitic strip. **Progress In Electromagnetics Research**, EMW Publishing, v. 60, p. 143–152, 2006.
- KUMAR, J.; GUPTA, N. Linearly polarized asymmetric dielectric resonator antenna for 5.2-GHz WLAN applications. **Journal of Electromagnetic Waves and Applications**, Taylor & Francis, v. 29, n. 9, p. 1228–1237, 2015.
- LAI, Q.; FUMEAUX, C.; HONG, W.; VAHLDIRIECK, R. 60 GHz aperture-coupled dielectric resonator antennas fed by a half-mode substrate integrated waveguide. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, IEEE, v. 58, n. 6, p. 1856–1864, 2010.
- LEE, J.-F.; SUN, D. K.; CENDES, Z. J. Tangential vector finite elements for electromagnetic field computation. **IEEE Transactions on Magnetics**, IEEE, v. 27, n. 5, p. 4032–4035, 1991.

- LEE, M. T.; LUK, K.-M.; YUNG, E. K. N.; LEUNG, K. W. Microstrip-line feed circularly polarized cylindrical dielectric resonator antenna. **Microwave and Optical Technology Letters**, Wiley Online Library, v. 24, n. 3, p. 206–207, 2000.
- LEUNG, K.-W.; LUK, K.-M.; LAI, K. Y. A.; LIN, D. Theory and experiment of an aperture-coupled hemispherical dielectric resonator antenna. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, IEEE, v. 43, n. 11, p. 1192–1198, 1995.
- LEUNG, K.-W.; LUK, K.-M.; YUNG, E. K. N. Spherical cap dielectric resonator antenna using aperture coupling. **Electronics letters**, Institution of Engineering and Technology, v. 30, n. 17, p. 1366–1367, 1994.
- LEUNG, K.-W.; MOK, S. K. Circularly polarised dielectric resonator antenna excited by perturbed annular slot with backing cavity. **Electronics Letters**, The Institution of Engineering & Technology, v. 37, n. 15, p. 1, 2001.
- LEUNG, K. W.; NG, H. K. Theory and experiment of circularly polarized dielectric resonator antenna with a parasitic patch. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, IEEE, v. 51, n. 3, p. 405–412, 2003.
- LEUNG, K. W.; WONG, W. C.; NG, H. K. Circularly polarized slot-coupled dielectric resonator antenna with a parasitic patch. **IEEE antennas and wireless propagation letters**, IEEE, v. 1, n. 1, p. 57–59, 2002.
- LI, B.; NG, H. K.; LEUNG, K. W. A circularly polarized rectangular dielectric resonator antenna with a parasitic patch. In: IEEE. **Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE**. Monterey, 2004. v. 1, p. 1094–1097.
- LI, Z.; WU, C.; LITVA, J. Adjustable frequency dielectric resonator antenna. **Electronics letters**, IET, v. 32, n. 7, p. 606–607, 1996.
- LO, H. Y.; LEUNG, K.-W.; LUK, K.-M.; YUNG, E. K. N. Low profile equilateral–triangular dielectric resonator antenna of very high permittivity. **Electronics Letters**, IET, v. 35, n. 25, p. 2164–2166, 1999.
- LONG, R. T.; DORRIS, R. J.; LONG, S. A.; KHAYAT, M. A.; WILLIAMS, J. T. Use of parasitic strip to produce circular polarisation and increased bandwidth for cylindrical dielectric resonator antenna. **Electronics Letters**, IET, v. 37, n. 7, p. 406–408, 2001.
- LONG, S. A.; MCALLISTER, M. W.; SHEN, L. C. The resonant cylindrical dielectric cavity antenna. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 31, p. 406–412, 1983.
- LU, K.; LEUNG, K.-W.; PAN, Y. M. Theory and experiment of the hollow rectangular dielectric resonator antenna. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, IEEE, v. 10, p. 631–634, 2011.
- LUK, K. M.; LEUNG, K. W. **Dielectric Resonator Antennas**. Baldock: Research Studies Press, 2003.
- MALEKABADI, A.; NESHATI, M. H. H.; RASHED-MOHASSEL, J. Circular polarized dielectric resonator antennas using a single probe feed. **Progress In Electromagnetics Research C**, EMW Publishing, v. 3, p. 81–94, 2008.

- MARCATILI, E. A. J. Dielectric rectangular waveguide and directional coupler for integrated optics. **Bell Labs Technical Journal**, Wiley Online Library, v. 48, n. 7, p. 2071–2102, 1969.
- MCALLISTER, M. W.; LONG, S. A. Resonant hemispherical dielectric antenna. **Electronics Letters**, v. 20, p. 657–659, 1984.
- MCALLISTER, M. W.; LONG, S. A.; CONWAY, G. L. Rectangular dielectric resonator antenna. **Electronics Letters**, v. 19, p. 218, 1983.
- MONGIA, R. K. Reduced-size metallized dielectric resonator antennas. In: IEEE. **Antennas and Propagation Society International Symposium, 1997 Digest**. IEEE. Montreal, 1997. v. 4, p. 2202–2205.
- 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**, Wiley Online Library, v. 4, n. 3, p. 230–247, 1994.
- MONGIA, R. K.; ITTIPIBOON, A. Theoretical and experimental investigations on rectangular dielectric resonator antennas. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, IEEE, v. 45, n. 9, p. 1348–1356, 1997.
- NATIONAL INSTRUMENTS. **Tx-Line Transmission Line Calculator**. 2017. Disponível em: <<http://www.awrcorp.com/products/additional-products/tx-line-transmission-line-calculator>>. Acesso em: 25-09-2017.
- NETO, A. F. **Formulação variacional para o eletromagnetismo e suas aplicações**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2005.
- NG, H. K.; LEUNG, K. W. Excitation of CP aperture-coupled dielectric resonator antenna with a parasitic patch. In: IEEE. **Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001**. IEEE. Boston, 2001. v. 4, p. 202–205.
- NGUYEN-BICH, H.; CHU-BA, H.; DAO-NGOC, C. All GPS bands dielectric resonator antenna with circular polarization for GPS application. In: IEEE. **Advanced Technologies for Communications (ATC), 2012 International Conference on**. Hanoi, 2012. p. 65–68.
- OKAYA, A.; BARASH, L. F. The dielectric microwave resonator. **Proceedings of the IRE**, IEEE, v. 50, n. 10, p. 2081–2092, 1962.
- OLIVER, M. B.; ANTAR, Y. M. M.; MONGIA, R. K.; ITTIPIBOON, A. Circularly polarised rectangular dielectric resonator antenna. **Electronics letters**, Institution of Engineering and Technology, v. 31, n. 6, p. 418–419, 1995.
- OLIVER, M. B.; MONGIA, R. K.; ANTAR, Y. M. M. A new broadband circularly polarized dielectric resonator antenna. In: IEEE. **Antennas and Propagation Society International Symposium, 1995. AP-S. Digest**. Newport Beach, 1995. v. 1, p. 738–741.
- ORFANIDIS, S. J. **Electromagnetic waves and antennas**. Piscataway: Rutgers University, ECE Department, 2002. Disponível em <http://ecweb1.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/>.
- OWENS, R. P. Microstrip antenna feeds. In: JAMES, J. R.; HALL, P. S. (Ed.). **Handbook of Microstrip Antennas**. London: Peter Peregrinus Ltd., 1989. p. 815–869.

- PAN, Y.; LEUNG, K.-W. Wideband circularly polarized trapezoidal dielectric resonator antenna. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, IEEE, v. 9, p. 588–591, 2010.
- PAREKH, S. V. Simple formulae for circular-polarization axial-ratio calculations. **IEEE Antennas and Propagation Magazine**, v. 33, p. 30–32, 1991.
- PEDRO, I. S. G. **Estudo do potencial de aplicabilidade da tecnologia RFID em meio hospitalar**. Dissertação (Mestrado) — Universidade da Beira Interior, Covilhã, Portugal, 2012.
- PETOSA, A. **Dielectric resonator antenna handbook**. Norwood: Artech House Publishers, 2007.
- PETOSA, A.; ITTIPIBOON, A.; ANTAR, Y. M. M.; ROSCOE, D.; CUHACI, M. Recent advances in dielectric-resonator antenna technology. **IEEE antennas & propagation magazine**, IEEE, v. 40, n. 3, p. 35–48, 1998.
- PETOSA, A.; ITTIPIBOON, A.; CUHACI, M. Array of circular-polarised cross dielectric resonator antennas. **Electronics letters**, IET, v. 32, n. 19, p. 1742–1743, 1996.
- POZAR, D. M. **Microwave engineering**. 4. ed. Hoboken: John Wiley & Sons, 2012.
- POZAR, D. M.; TARGONSKI, S. Axial ratio of circularly polarized antennas with amplitude and phase errors. **IEEE Antennas and Propagation Magazine**, v. 32, p. 45–46, 1990.
- RAJPUT, S. S.; KESHRI, S.; GUPTA, V. R.; GUPTA, N.; BOVTUN, V.; PETZELT, J. Design of microwave dielectric resonator antenna using MZTO–CSTO composite. **Ceramics International**, Elsevier, v. 38, n. 3, p. 2355–2362, 2012.
- RAMAHI, O. M. Stability of absorbing boundary conditions. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, IEEE, v. 47, n. 4, p. 593–599, 1999.
- REANEY, I. M.; IDDLES, D. Microwave dielectric ceramics for resonators and filters in mobile phone networks. **Journal of the American Ceramic Society**, Wiley Online Library, v. 89, n. 7, p. 2063–2072, 2006.
- REDDY, C. J.; DESHPANDE, M. D.; COCKRELL, C. R.; BECK, F. B. Finite element method for eigenvalue problems in electromagnetics. **NASA STI/Recon Technical Report N**, Hampton, 1994.
- RICHTMYER, R. D. Dielectric resonators. **Journal of Applied Physics**, AIP Publishing, v. 10, n. 6, p. 391–398, 1939.
- ROSLAN, S. F.; KAMARUDIN, M. R.; KHALILY, M.; JAMALUDDIN, M. H. An MIMO rectangular dielectric resonator antenna for 4G applications. **IEEE antennas and wireless propagation letters**, IEEE, v. 13, p. 321–324, 2014.
- SADIKU, M. N. O. A simple introduction to finite element analysis of electromagnetic problems. **IEEE Transactions on Education**, IEEE, v. 32, n. 2, p. 85–93, 1989.
- SADIKU, M. N. O. **Numerical techniques in electromagnetics**. 2. ed. Boca Raton: CRC Press, 2000.
- SADIKU, M. N. O. **Elements of Electromagnetics**. 5. ed. New York: Oxford University Press, 2012.

SALLAM, M. O.; SERRY, M.; SEDKY, S.; SHAMIM, A.; RAEDT, W. De; VANDENBOSCH, G. A. E.; SOLIMAN, E. A. Micromachined on-chip dielectric resonator antenna operating at 60 GHz. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, IEEE, v. 63, n. 8, p. 3410–3416, 2015.

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

SHARMA, A.; DAS, G.; GANGWAR, R. K. Dual polarized triple band hybrid MIMO cylindrical dielectric resonator antenna for LTE2500/WLAN/WiMAX applications. **International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering**, Wiley Online Library, v. 26, n. 9, p. 763–772, 2016.

SILVA, M. A. S.; FERNANDES, T. S. M.; SOMBRA, A. S. B. An alternative method for the measurement of the microwave temperature coefficient of resonant frequency (τ_f). **Journal of Applied Physics**, AIP Publishing, v. 112, n. 7, p. 074106, 2012.

SNITZER, E. Cylindrical dielectric waveguide modes. **JOSA**, Optical Society of America, v. 51, n. 5, p. 491–498, 1961.

SO, K. K.; LEUNG, K.-W.; NG, H. K. Frequency design of the circularly polarized dielectric resonator antenna. In: IEEE. **Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004**. IEEE. Monterey, 2004. v. 1, p. 1090–1093.

STRANG, G.; FIX, G. J. **An analysis of the finite element method**. Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1973.

STUPFEL, B.; MITTRA, R. Numerical absorbing boundary conditions for the scalar and vector wave equations. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, IEEE, v. 44, n. 7, p. 1015–1022, 1996.

SULAIMAN, M. I.; KHAMAS, S. K. A singly fed rectangular dielectric resonator antenna with a wideband circular polarization. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, Institute of Electrical and Electronics Engineers, v. 9, p. 615–618, 2010.

TAM, M. T. K.; MURCH, R. D. Compact cylindrical sector dielectric resonator antennas. In: IEEE. **Antennas and Propagation Society International Symposium, 1998**. IEEE. Atlanta, 1998. v. 4, p. 1958–1961.

TAM, M. T. K.; MURCH, R. D. Compact circular sector and annular sector dielectric resonator antennas. **IEEE Transactions on antennas and Propagation**, IEEE, v. 47, n. 5, p. 837–842, 1999.

TAM, M. T. K.; MURCH, R. D. Circularly polarized circular sector dielectric resonator antenna. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, IEEE, v. 48, n. 1, p. 126–128, 2000.

THORBURN, M. A. System architectures of satellite communication, radar, navigation and remote sensing. In: IMBRIALE, W. A.; GAO, S.; BOCCIA, L. (Ed.). **Space antenna handbook**. Chichester: John Wiley & Sons, 2012. p. 76–105.

TURNER, M. J.; CLOUGH, H. C.; TOPP, L. J. Stiffness and deflection analysis of complex structures. **Journal of the Aeronautical Sciences**, Institute of the Aeronautical Sciences, v. 23, n. 9, p. 805–824, 1956.

VENKATESH, J.; MURTHY, V. R. K. Microwave Dielectric Properties of (Ba,Sr)(Zn_{1/3}Ta_{2/3})O₃ Dielectric Resonators. **Materials chemistry and physics**, Elsevier, v. 58, n. 3, p. 276–279, 1999.

VOLAKIS, J. L.; CHATTERJEE, A.; KEMPEL, L. C. **Finite element method for electromagnetics: antennas, microwave circuits, and scattering applications**. Piscataway: John Wiley & Sons, 1998.

WANG, J.-S.; IDA, N. Curvilinear and higher order ‘edge’ finite elements in electromagnetic field computation. **IEEE transactions on magnetics**, IEEE, v. 29, n. 2, p. 1491–1494, 1993.

WERSING, W. Microwave ceramics for resonators and filters. **Current Opinion in Solid State and Materials Science**, Elsevier, v. 1, n. 5, p. 715–731, 1996.

YAMAGUTI, W.; ORLANDO, V.; PEREIRA, S. de P. O sistema brasileiro de coleta de dados ambientais: Status e planos futuros. In: INPE. **XIV Simpósio Brasileiro de Sensoriamento Remoto (SBSR)**. Natal, 2009. p. 1633–1640.

YANG, S.-L. S.; CHAIR, R.; KISHK, A. A.; LEE, K.-F.; LUK, K.-M. Study on sequential feeding networks for subarrays of circularly polarized elliptical dielectric resonator antenna. **IEEE transactions on antennas and propagation**, IEEE, v. 55, n. 2, p. 321–333, 2007.

ZAINUD-DEEN, S. H.; MALHAT, H. A.; AWADALLA, K. H. 8×8 near-field focused circularly polarized cylindrical DRA array for RFID applications. **ACES Journal-Applied Computational Electromagnetics Society**, v. 27, n. 1, p. 42, 2012.

ZHANG, K.; LI, D. **Electromagnetic theory for microwaves and optoelectronics**. 2. ed. Berlin: Springer, 2008.

ZIENKIEWICZ, O. C.; TAYLOR, R. L. **The finite element method, Volume 1: The Basis**. 5. ed. London: Butterworth-Heinemann, 2000.