

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA

JUNER MENEZES VIEIRA

**ESTUDO DE ANTENAS DIELÉTRICAS RESSADORAS PARA
NANOSATÉLITES**

Alegrete
2019

JUNER MENEZES VIEIRA

**ESTUDO DE ANTENAS DIELÉTRICAS RESSADORAS PARA
NANOSSATÉLITES**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação *Stricto sensu* em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Marcos Vinício Thomas Heckler

Alegrete
2019

Ficha catalográfica elaborada automaticamente com os dados fornecidos
pelo(a) autor(a) através do Módulo de Biblioteca do
Sistema GURI (Gestão Unificada de Recursos Institucionais) .

V658e Vieira, Juner Menezes

Estudo de antenas dielétricas ressoadoras para
nanosatélites / Juner Menezes Vieira.

137 p.

Dissertação(Mestrado)-- Universidade Federal do Pampa,
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, 2019.

"Orientação: Marcos Vinício Thomas Heckler".

1. Antenas Dielétricas Ressoadoras. 2. Antenas Dielétricas
Ressoadoras Compactas. 3. Antenas Dielétricas Ressoadoras de
Setor Cilíndrico. 4. Antenas para satélites. I. Título.

JUNER MENEZES VIEIRA

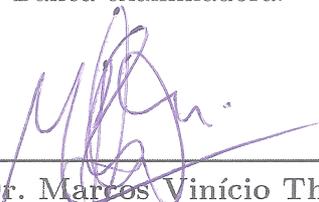
ESTUDO DE ANTENAS DIELÉTRICAS RESSOADORAS PARA
NANOSSATÉLITES

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação *Stricto sensu* em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas de Energia

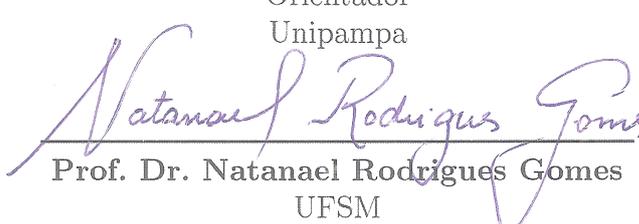
Dissertação defendida e aprovada em: Alegrete, 11 de julho de 2019.

Banca examinadora:



Prof. Dr. Marcos Vinício Thomas
Heckler

Orientador
Unipampa



Prof. Dr. Natanael Rodrigues Gomes
UFSM



Prof. Dr. Lucas Compassi Severo
Unipampa

Alegrete
2019

Aos meus pais, Vanderlei e Neiva.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de expressar os sinceros agradecimentos ao meu orientador, professor Marcos V. T. Heckler, pelo incentivo, ensinamentos, apoio e orientação durante a execução deste trabalho.

Aos meus pais, Vanderlei e Neiva, que foram o meu suporte durante todo o período. Aos meus familiares que sempre estiveram torcendo por mim.

Aos meus amigos do Laboratório de Eletromagnetismo, Micro-ondas e Antenas, em especial ao Eduardo Yoshimoto, que me acompanhou desde a graduação até a conclusão do mestrado. Obrigado pela amizade! Aos amigos Liebert Lemes, Rodrigo Facco e Idenilton Silva pela amizade cultivada ao longo do tempo que estivemos juntos. Ao técnico Diego Fumagalli, pelo suporte e auxílio na construção dos protótipos.

Finalmente, agradeço à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pela concessão de minha bolsa ao longo deste período.

*“Talvez não tenha conseguido fazer o melhor,
mas lutei para que o melhor fosse feito.
Não sou o que deveria ser,
mas Graças a Deus,
não sou o que era antes”.*
(Martin Luther King)

RESUMO

Neste trabalho, conceitos relacionados às antenas ressoadoras dielétricas cilíndricas são apresentados. Primeiramente, a modelagem matemática da frequência de ressonância para os modos transversais elétricos e transversais magnéticos de uma antena dielétrica ressoadora de geometria cilíndrica é realizada. Em seguida, a mesma análise é feita considerando uma antena dielétrica ressoadora cilíndrica compacta. Por fim, uma técnica para a redução do volume da antena dielétrica ressoadora cilíndrica é estudada e sua frequência de ressonância para o modo transversal magnético é obtida. Para as modelagens matemáticas das antenas ressoadoras dielétricas cilíndricas, o método da cavidade ressonante foi empregado. Mesmo sendo uma técnica de análise simples, o método utilizado mostrou-se uma boa alternativa para a obtenção das dimensões aproximadas do cilindro dielétrico que forma a antena ressoadora. Modelos de antenas compactas para serem utilizadas no canal de subida do Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais foram investigados. Inicialmente, o desempenho operacional de uma antena retangular compacta projetada a partir de uma antena de microfita foi analisado. Posteriormente, antenas dielétricas ressoadoras cilíndricas e de setor cilíndrico foram projetadas e o funcionamento dessas antenas após instalação em um nanossatélite ambiental foi avaliado. O projeto, a construção e a caracterização experimental de protótipos de antenas dielétricas ressoadoras cilíndricas compactas operando em Banda S são descritos. Por fim, o projeto e a validação dos protótipos de uma antena dielétrica ressoadora de setor cilíndrico operando em 1,575 GHz são expostos.

Palavras-chave: Antenas Dielétricas. Frequência de Ressonância. Cavidade Ressonante Cilíndrica.

ABSTRACT

In this work, cylindrical dielectric resonator antennas are analyzed. Initially, the mathematical modeling to calculate the resonant frequency for the transverse electric and transverse magnetic modes of a cylindrical resonant dielectric antenna is presented. Then, the same analysis considering a compact cylindrical resonator dielectric antenna is derived. A technique for reducing the volume of the cylindrical resonant dielectric antenna is studied and its resonant frequency for the transverse magnetic mode is obtained. For the mathematical modeling of cylindrical dielectric resonator antennas, the cylindrical resonant cavity method was employed. Although it is a simple technique, the method proved to be a good alternative to obtain the approximate dimensions of the dielectric cylinder that forms the antenna. Compact antenna models for uplink of the Brazilian System of Environmental Data Collection were investigated. In the first approach, the operational performance of a compact rectangular antenna designed from a microstrip antenna was analyzed. Subsequently, cylindrical and sector cylindrical resonator dielectric antennas were designed and the performance of the antennas installed in an environmental nanosatellite was evaluated. The design, construction and experimental characterization of compact cylindrical dielectric resonator antennas operating at S-band are described. Finally, the design and validation of the prototypes of cylindrical sector resonator dielectric antenna operating at 1.575 GHz are exposed.

Keywords: Dielectric Antenna. Resonant Frequency. Cylindrical Resonant Cavity.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Modelos e dimensões de diferentes estruturas de <i>Cubsats</i> : (a) 1U, (b) 2U, (c) 3U e (d) 6U.	34
Figura 2 – Vista isométrica do modelo eletromagnético da estrutura do nanossatélite 8U.	36
Figura 3 – Cenário de operação da constelação de nanossatélites.	36
Figura 4 – Diagrama de blocos do transponder.	37
Figura 5 – Antena de microfita retangular.	39
Figura 6 – Vista superior esquemática da antena de microfita para UHF com plano de terra estendido ($W_{GND} = 190$ mm; $L_1 = W_1 = 117,55$ mm; $W_g = 13$ mm; $L_g = 100$ mm; $x_0 = 38,05$ mm).	42
Figura 7 – Resultado computacional do parâmetro S da antena de microfita proposta.	43
Figura 8 – Diagrama de irradiação simulado no plano $\phi = 0^\circ$	43
Figura 9 – Distribuição de campo elétrico em uma antena de microfita.	44
Figura 10 – Antena de microfita miniaturizada ($L_2 = 63,4$ mm; $W_2 = 126,8$ mm).	44
Figura 11 – Resultado computacional do parâmetro S da antena miniaturizada para diferentes alturas de substrato dielétrico.	45
Figura 12 – Diagramas de irradiação simulados da antena miniaturizada para diferentes alturas de substrato dielétrico no plano $\phi = 0^\circ$	45
Figura 13 – Vista lateral das antenas propostas nos trabalhos de referências.	46
Figura 14 – Rede de antenas miniaturizadas.	47
Figura 15 – Resultados computacionais dos parâmetros S da rede de antenas miniaturizadas.	48
Figura 16 – Diagrama de irradiação simulado da rede de antenas miniaturizadas.	48
Figura 17 – Resultado computacional da variação da razão axial pela frequência da rede antena de microfita na direção <i>boresight</i>	49
Figura 18 – Geometria básica de uma antena ressoadora dielétrica cilíndrica sobre um plano de terra.	52
Figura 19 – Geometria equivalente da CDRA para sua modelagem matemática.	53
Figura 20 – Variação da frequência de ressonância em função da altura do ressoador dielétrico operando no modo TM_{11}^z	59
Figura 21 – Modelo computacional do cilindro dielétrico para obtenção de sua frequência de ressonância com estrutura totalmente PMC.	60
Figura 22 – Discretização do cilindro dielétrico feita pelo HFSS: (a) seção transversal sem a aproximação de superfície; (b) seção transversal com aproximação de superfície; (c) cilindro completo para o caso sem aproximação ; (d) cilindro completo com aproximação de superfície.	61

Figura 23 – Distribuição do campo eletromagnético de um ressoador dielétrico cilíndrico operando no modo TM_{11}^z : (a) vista superior e (b) vista transversal da distribuição do campo elétrico; (c) vista superior e (d) vista transversal da distribuição do campo magnético.	62
Figura 24 – Geometria de uma CDRA com carregamento.	63
Figura 25 – Variação da frequência de ressonância pelo raio do ressoador dielétrico para o modo TM_{110}^z	68
Figura 26 – Modelo computacional do cilindro dielétrico para obtenção de sua frequência de ressonância da estrutura com superfícies PEC e PMC.	69
Figura 27 – Distribuições dos campos (a) elétrico e (b) magnético no interior de um ressoador dielétrico cilíndrico com carregamento metálico operando no modo TM_{110}^z	70
Figura 28 – Distribuição do campo magnético no modo TM_{110}^z de uma antena ressoadora dielétrica cilíndrica com carregamento metálico.	71
Figura 29 – Geometria resultante aplicando as condições de contorno PEC e PMC em uma CDRA com carregamento metálico.	72
Figura 30 – Configurações das superfícies do modelo computacional de uma DRA de setor cilíndrico com carregamento metálico.	77
Figura 31 – Distribuição das linhas de (a) campo elétrico e do (b) campo magnético no interior de um ressoador dielétrico de setor cilíndrico com carregamento metálico operando no modo TM_{110}^z	78
Figura 32 – Geometria básica de uma antena dielétrica ressoadora cilíndrica linearmente polarizada.	80
Figura 33 – Resultados computacionais dos parâmetro S das antenas dielétricas ressoadoras cilíndricas linearmente polarizadas propostas.	81
Figura 34 – Diagrama de irradiação simulado no plano $\phi = 0^\circ$	81
Figura 35 – Resultados computacionais dos parâmetros S das LP-CDRAs compactas.	82
Figura 36 – Resultados computacionais dos parâmetros S das LP-CDRAs compactas otimizadas.	83
Figura 37 – Diagramas de irradiação simulados no plano $\phi = 0^\circ$ das LP-CDRAs compactas.	83
Figura 38 – Geometria da antena dielétrica ressoadora cilíndrica circularmente polarizada.	84
Figura 39 – Resultados computacionais dos (a) parâmetros S , (b) diagrama de irradiação e (c) razão axial da antena dielétrica ressoadora cilíndrica.	85
Figura 40 – Geometria da CP-CDRA compacta.	86
Figura 41 – Resultados computacionais dos (a) parâmetros S , (b) diagrama de irradiação e (c) razão axial da antena dielétrica ressoadora cilíndrica com carregamento.	87

Figura 42 – Geometria da híbrida de 90° em tecnologia de microfitas.	88
Figura 43 – Diagrama esquemático de uma (a) seção de linha de transmissão sem perdas e de seu (b) circuito equivalente no modelo π	88
Figura 44 – Topologia da híbrida de 90° com elementos concentrados.	89
Figura 45 – Resultados simulados da (a) relação de potência e (b) fase utilizando valores comerciais para L e C	90
Figura 46 – Protótipo da híbrida de 90° com componentes discretos.	91
Figura 47 – Comparação dos resultados simulados e medidos do (a) balanço de potência e (b) de Fase.	92
Figura 48 – CP-CDRA compacta com híbrida de 90° com indutores e capacitores.	93
Figura 49 – Resultados computacionais dos (a) parâmetros S , (b) diagrama de irradiação e (c) razão axial da CP-CDRA compacta com híbrida de 90°	94
Figura 50 – Rede de CDRAs-CPs compactas instalada na estrutura do CONASAT-2.	94
Figura 51 – (a) Instalação das antenas na estrutura do nanossatélite, (b) ordem da defasagem progressiva para a excitação da rede de antenas.	95
Figura 52 – Resultados computacionais dos parâmetros S da rede de CDRAs-CPs instaladas no CONASAT-2.	95
Figura 53 – Diagrama de irradiação simulado da rede de CP-CDRA compacta instalada no CONASAT-2.	96
Figura 54 – Posicionamento da CP-CDRA compacta instalada na estrutura no CONASAT-2.	97
Figura 55 – Diagrama de irradiação simulado da CP-CDRA compacta instalada no CONASAT-2.	97
Figura 56 – Geometria do elemento simples da CS-DRA.	98
Figura 57 – Resultados computacionais do (a) parâmetro S e (b) diagrama de irradiação da CS-DRA.	98
Figura 58 – Configuração da rede de CS-DRA no nanossatélite CONASAT-2.	99
Figura 59 – Resultados computacionais dos parâmetros S_{11} das redes de CS-DRA instaladas no CONASAT-2.	100
Figura 60 – Diagramas de irradiação simulado das redes de CS-DRA instaladas no CONASAT-2.	101
Figura 61 – Resultados computacionais dos parâmetros S das CP-CDRA para diferentes alturas.	102
Figura 62 – Diagramas de irradiação das CP-CDRA para diferentes alturas nos planos (a) $\phi = 0^\circ$ e (b) $\phi = 90^\circ$	103
Figura 63 – Protótipo da antena dielétrica ressoadora cilíndrica em Banda S.	103
Figura 64 – Comparação entre os resultados computacionais e medidos dos parâmetros S das CP-CDRA.	104

Figura 65 – Variação paramétrica do parâmetro S_{11} em função do desvio de posicionamento da fita metálica.	104
Figura 66 – Variação paramétrica do parâmetro S_{11} em função do desvio angular de posicionamento da fita metálica.	105
Figura 67 – Variação paramétrica do parâmetro S_{11} em função da espessura da camada adesiva.	106
Figura 68 – Ilustração do (a) modelo computacional e foto do (b) protótipo construído da híbrida de 90° em tecnologia de microfita.	106
Figura 69 – Comparação dos resultados computacionais e medidos da híbrida de 90° em tecnologia de microfita, em termos de (a) balanço de potência e (b) fase.	107
Figura 70 – <i>Setup</i> de medida da CP-CDRA conectada a uma híbrida de 90° externa. 107	
Figura 71 – Diagramas de irradiação simulados e medidos da CP-CDRA com híbrida externa.	108
Figura 72 – Geometria da CP-CDRA com híbrida de 90° integrada ao sistema alimentador.	108
Figura 73 – Protótipo da CP-CDRA em Banda S com híbrida de 90° integrada ao sistema alimentador: (a) vista isométrica; (b) vista inferior.	109
Figura 74 – Comparação dos resultados medidos e simulados do parâmetro S_{11} da CP-CDRA em Banda S com híbrida de 90° integrada ao sistema alimentador.	109
Figura 75 – Comparação dos diagramas de irradiação simulados e medidos da CP-CDRA em Banda S com híbrida de 90° integrada ao sistema alimentador. 109	
Figura 76 – Geometria da CS-DRA em Banda L.	110
Figura 77 – Resultados computacionais do parâmetro S_{11} da CS-DRA em Banda L para dois posicionamentos diferentes das vias de excitação.	111
Figura 78 – Variação paramétrica do parâmetros S_{11} em função de desvios na (a) altura e (b) ângulo de posicionamento da via de excitação da CS-DRA com o ponto de alimentação em $22,5^\circ$	111
Figura 79 – Variação paramétrica do parâmetros S_{11} em função de desvios na (a) altura e (b) ângulo de posicionamento da via de excitação da CS-DRA com o ponto de alimentação em 45°	112
Figura 80 – Protótipo construído da CS-DRA em Banda L.	112
Figura 81 – Resultados simulado e medido do parâmetro S_{11} da CS-DRA.	113
Figura 82 – Análise paramétrica do valor de ϵ_r da CS-DRA.	113
Figura 83 – Modelo computacional da rede 2x2 de antenas dielétricas ressoadoras de setor cilíndrico.	114
Figura 84 – Resultados computacionais do (a) parâmetro S e (b) diagrama de irradiação da rede de antenas dielétricas ressoadoras de setor cilíndrico. 114	

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Classificação dos satélites de pequeno porte por massa e estimativa de custo financeiro.	33
Tabela 2 – Canais de comunicação do CONASAT-2.	37
Tabela 3 – Comparação de parâmetros para estruturas implementadas encontradas na literatura e no presente trabalho.	47
Tabela 4 – Comparação de ganho e massa total das redes de antenas implementadas.	49
Tabela 5 – Raízes χ_{nm} de $J_n(\chi_{nm}) = 0$ da função de Bessel J_n	57
Tabela 6 – Raízes χ'_{nm} de $J'_n(\chi'_{nm}) = 0$ da derivada da função de Bessel J_n	58
Tabela 7 – Frequências de ressonância obtidas em simulação computacional para estrutura operando no modo TM_{111}^z para várias configurações de raio a e altura h	60
Tabela 8 – Características das dimensões da malha de discretização para uma estrutura cilíndrica sem e com o cálculo do desvio de superfície, considerando $a = 50$ mm e $h = 113,96$ m.	61
Tabela 9 – Comparação de f_r do modo TM_{110}^z analítica e simulada para várias configurações de raio a e altura h	69
Tabela 10 – Valores das dimensões das antenas dielétricas ressoadoras cilíndricas linearmente polarizadas.	80
Tabela 11 – Dimensões das CP-CDRA compactas para três valores de ε_r	93
Tabela 12 – Comparação das dimensões das antenas dielétricas analisadas para o canal de subida do SBCDA.	99
Tabela 13 – Dimensões CS-DRA para dois valores de ε_r	100
Tabela 14 – Dimensões das CP-CDRAs em Banda S.	102

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

BW	Largura de banda de operação
CBERS	China-Brazil Earth Resources Satellite
CDRA	Antena Dielétrica Ressonadora Cilíndrica
CDRA-LP	Antena dielétrica ressonadora cilíndrica linearmente polarizada
CMCD	Centro de Missão e de Coleta de Dados
CONASAT	Constelação de Nanossatélites
CP-CDRA	Antena dielétrica ressonadora cilíndrica circularmente polarizada
CRN	Centro Regional do Nordeste
CS-DRA	Antena dielétrica ressonadora de setor cilíndrico
DRA	Antenas ressonadoras dielétricas
ELSA	Biblioteca Eletrônica de Atividade Espacial
FBR	Razão frente-costas
GND	Plano de terra
GPS	Sistema de posicionamento global
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos
INPE	Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais
JAXA	Agência de Exploração Aeroespacial do Japão
LEMA	Laboratório de Eletromagnetismo, Micro-ondas e Antenas
LEO	Órbita terrestre baixa
LHCP	Polarização circular à esquerda
LT	Linha de transmissão
MEO	Órbita média
NFS	Near-field scanner
PCD	Plataforma de Coleta de Dados
PEC	Condutor elétrico perfeito

PMC	Condutor magnético perfeito
RHCP	Polarização circular à direita
SBCDA	Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais
SCD	Satélite de Coleta de Dados
SGDC	Satélite Geoestacionário de Defesa e Comunicações
SNR	Relação sinal-ruído
TC&C	Telemetria, comando e controle
TE	Transversal elétrico
TM	Transversal magnético
UHF	Frequência Ultra Alta
UoSSAT	Satélite da Universidade de Surrey
VHF	Frequência Muito Alta
XPD	Rejeição de polarização cruzada

LISTA DE SÍMBOLOS

ε_r	Constante dielétrica relativa do material
t	Espessura da camada de cobre
W	Largura do <i>patch</i>
L	Comprimento do <i>patch</i>
h	Espessura do substrato
v_o	Velocidade da luz no espaço livre
ΔL	Extensão do <i>patch</i> para modelagem das fendas de irradiação
ε_{ref}	Permissividade elétrica relativa efetiva
f_r	Frequência de ressonância da antena
x_0	Ponto de excitação do <i>patch</i>
$R_{in}(x_0)$	Impedância de entrada da antena no ponto x_0
R_{in}	Resistência de entrada de ressonância na borda do <i>patch</i>
G_1	Condutância da fenda 1 isolada
G_{12}	Condutância que modela o acoplamento mútuo entre as fendas 1 e 2
λ_0	Comprimento de onda no espaço livre
k_0	Número de onda no espaço livre
J_0	Função de Bessel de primeira espécie e de ordem zero
W_{GND}	Largura do plano de terra
W_g	Largura da fita do plano de terra estendido
L_g	Comprimento da fita do plano de terra estendido
a	Raio do ressoador dielétrico
h_{via}	Altura da prova coaxial
x	Coordenada sistema de coordenadas cartesiano
y	Coordenada sistema de coordenadas cartesiano
z	Coordenada sistema de coordenadas cartesiano

ϕ	Coordenada azimutal do sistema de coordenadas esférico
ρ	Coordenada radial do sistema de coordenadas esférico
θ	Coordenada zenital do sistema de coordenadas esférico
\hat{n}	Vetor normal
\vec{H}	Vetor intensidade de campo magnético
\vec{E}	Vetor intensidade de campo elétrico
H_ϕ	Componente do campo magnético na direção de ϕ
H_ρ	Componente do campo magnético na direção de ρ
H_z	Componente do campo magnético na direção de z
E_ϕ	Componente do campo elétrico na direção de ϕ
E_ρ	Componente do campo elétrico na direção de ρ
E_z	Componente do campo elétrico na direção de z
j	Unidade imaginária
k	Número de onda ou constante de propagação de um meio sem perdas
ω	Frequência angular
ε	Permissividade elétrica
∂	Derivada parcial
μ	Permeabilidade magnética
k_c	Número de onda de corte
k_z	Constante de propagação ao longo da direção z
n	Índice de variação do campo ao longo de ϕ
m	Índice de variação do campo ao longo de ρ
p	Índice de variação do campo ao longo de z
∇^2	Operador de Laplace
A	Constante arbitrária de amplitude
B	Constante arbitrária de amplitude

C	Constante arbitrária de amplitude
D	Constante arbitrária de amplitude
E	Constante arbitrária de amplitude
J_n	Função de Bessel de primeira espécie e ordem n
χ_{nm}	Raiz ou zero de J_n
\mathbb{Z}_+	Conjuntos dos números inteiros positivos
\mathbb{Z}_+	Conjuntos dos números inteiros positivos e não nulos
p	Índice de variação do campo ao longo da direção z
f_r	Frequência de ressonância
ε_0	Permissividade elétrica do vácuo
μ_0	Permeabilidade magnética do vácuo
μ_r	Permeabilidade magnética relativa do material
J'_n	Derivada de J_n
χ'_{nm}	Raiz ou zero de J'_n
$f_{r_{HFSS}}$	Frequência de ressonância simulada
$\Delta\varepsilon$	Erro percentual
Q	Fator de qualidade
a_{disco}	Raio do disco metálico
Γ	Coefficiente de reflexão
η_0	Impedâncias intrínsecas do ar
η	Impedâncias intrínsecas do dielétrico
α	Ângulo do setor cilíndrico dielétrico
ξ	Fator de escala
$\tan \delta$	Tangente de perdas
w_{fita}	Largura da fita metálica
h_{fita}	Altura da fita metálica

S	Parâmetro de espalhamento
S_{11}	Magnitude da potência refletida na porta 1
S_{21}	Magnitude da potência transmitida da porta 1 para a porta 2
λ_g	Comprimento d onda guiada
Z_a	Impedância da linha de transmissão
Z_0	Impedância característica
$ABCD$	Parâmetros da Matriz de Transmissão
X_L	Reatância indutiva
B_C	Susceptância capacitiva
l	Comprimento da linha de transmissão
Y_0	Admitância característica
L	Indutância
C	Capacitância
$W_{50\Omega}$	Largura da linha de transmissão de 50 Ω
σ	Condutividade

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	29
1.1	Visão Geral e Características de Satélites de Pequeno Porte .	32
1.2	Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais	34
1.3	Projeto CONASAT e Características da Estrutura do Nanosatélite	35
1.4	Organização do Trabalho	38
2	REDE DE ANTENAS RETANGULARES MINIATURIZADAS EM UHF	39
2.1	Antena de Microfita com <i>Patch</i> Quadrado	41
2.2	Antena Miniaturizada	42
2.3	Rede de Antenas Miniaturizadas	46
3	ANTENA DIELÉTRICA RESSOADORA	51
3.1	Antena Dielétrica Ressonadora Cilíndrica	51
3.1.1	Modos TE^z	55
3.1.2	Modos TM^z	56
3.1.3	Análise da Frequência de Ressonância de uma CDRA	58
3.2	Antena Dielétrica Ressonadora Cilíndrica com Carregamento .	62
3.2.1	Modos TE^z	64
3.2.2	Modos TM^z	66
3.2.3	Análise da Frequência de Ressonância de uma CDRA com carregamento metálico	67
3.3	Antena Dielétrica Ressonadora Cilíndrica de Setor Cilíndrico .	69
3.3.1	Modos TE^z	72
3.3.2	Modos TM^z	74
3.3.3	Análise da Frequência de Ressonância de uma DRA de setor cilíndrico	77
4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	79
4.1	Antenas Dielétricas Ressonadoras Linearmente Polarizadas em UHF	79
4.2	Antenas Dielétricas Ressonadoras Circularmente Polarizadas em UHF	83
4.2.1	Sistema Defasador em Quadratura	87
4.2.2	Antena Dielétrica Ressonadora Circularmente Polarizada com Híbrida Compacta em UHF	91
4.3	Antena Dielétrica Ressonadora Circularmente Polarizada Instalada em um Nanosatélite	92

4.4	Antena Dielétrica Ressoradora de Setor Cilíndrico em UHF	97
4.5	Rede de Antenas Dielétricas Ressoradoras de Setor Cilíndrico em UHF	99
4.6	Antenas Dielétricas Ressoradoras em Banda S	101
4.6.1	Antena Dielétrica Ressoradora Cilíndrica Circularmente Polarizada	101
4.6.1.1	Projeto do Acoplador Híbrido de 90° em Banda S	105
4.6.2	CP-CDRA com a híbrida de 90° integrada	107
4.7	Antena Dielétrica Ressoradora de Setor Cilíndrico em Banda L	110
4.8	Rede Planar de Antenas Dielétricas Ressoradoras de Setor Cilíndrico em Banda L	113
5	CONCLUSÃO	115
	REFERÊNCIAS	119
	 ANEXOS	 125
	ANEXO A – EQUAÇÃO DA ONDA NO DOMÍNIO ESPACIAL	127
	ANEXO B – SOLUÇÕES DAS EQUAÇÕES DE ONDA EM COORDENADAS CILÍNDRICAS	129
	ANEXO C – DERIVAÇÃO DAS COMPONENTES DE CAMPO AO LONGO DAS DIREÇÕES ρ E ϕ	133

1 INTRODUÇÃO

A busca pelo domínio da tecnologia espacial, a partir do término da Segunda Guerra Mundial (1945), permitiu que grandes avanços tecnológicos fossem alcançados, principalmente em termos de dispositivos eletrônicos e de comunicação. Com o passar dos anos, ao se discutir comunicações via satélite, especialmente as tecnologias envolvidas, a comunidade científica preocupou-se em desenvolver sistemas de comunicação de tamanho reduzido e com excelente eficiência operacional e energética. Daí surgiu o grande interesse em dispositivos leves, compactos, de qualidade e com capacidade de atender os serviços necessários para sustentar uma missão espacial.

Uma das vantagens do sistema via satélite em relação a outros meios de comunicação é a possibilidade de cobertura de uma grande área da superfície terrestre, incluindo áreas de difícil acesso. Outro ponto a favor é a oferta de comunicação para interligar diversos usuários ao mesmo tempo, ainda que estes estejam amplamente separados geograficamente. Em contrapartida, os sinais de satélites ignoram fronteiras políticas, bem como as geográficas, o que pode ou não ser uma característica desejável.

Dados os benefícios que um sistema de comunicação satelital oferece, diversos tipos de serviços estão sendo disponibilizados para comunicação comercial e militar, como, por exemplo: serviço de transmissão *broadcast*, de comunicação pessoal, sistemas móveis e inter-satélites. Para a execução de tais tarefas, vários enlaces devem ser estabelecidos, como satélite-estação terrena, satélite-aeronaves, satélite-usuário ou satélite-satélite [1]. Um exemplo de serviço oferecido via satélite, e que tornou-se popular para aplicação civil, é o Sistema de Posicionamento Global (do inglês, *Global Positioning System* – GPS), estabelecido completamente em 1995. Este sistema de localização emprega um conjunto de satélites com o objetivo de se obter a posição de um receptor em determinado momento. A rede norte-americana opera com 30 satélites de um total de 32. Estes satélites estão em órbita média (do inglês, *medium-Earth orbit* – MEO) e posicionados a uma altitude de aproximadamente 20.200 km da superfície da Terra. Já o sistema europeu Galileu, estabelecido em 2013, opera com oito satélites, sendo quatro deles em operação contínua, orbitando o planeta a uma altitude de 30.000 km de altitude. Destacam-se ainda o sistema GLONASS (da Rússia, com 24 satélites), o sistema Beidou (atuação regional na China, com 16 satélites em operação) e o sistema indiano (também regional) [2].

O histórico brasileiro com sistema satelital iniciou com o lançamento do Brasilsat A1, em 1985, seguido pelos demais satélites da família Brasilsat: A2 (1986), B1 (1994), B2 (1995) e B3 (1998). Todos estes satélites, para atendimento de serviços de telecomunicações, eram administrados pela Embratel, enquanto empresa estatal. Em 1998, tanto a companhia como os satélites foram repassados para a empresa Star One, após a privatização do setor de telecomunicações no Brasil. A administradora da Embratel lançou ainda, em 2000, o Brasilsat B4 [2].

Uma outra possibilidade de emprego de um sistema via satélite é para a função de monitoramento climático da Terra. Para isso, os satélites coletam dados relativos ao clima através de um rádio enlace com as plataformas (balões, boias e balizas) espalhadas em diversos pontos do território continental e marítimo [3]. Neste segmento, o Brasil possui o SCD 1 (Satélite de Coleta de Dados 1), que foi colocado em órbita em fevereiro de 1993. Com isso, o país passou a operar o Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais (SBCDA). Anos mais tarde, em 1998, ocorreria o lançamento do SCD 2. Fruto de um acordo com a China, foi estabelecido o programa do Satélite Sino-Brasileiro de Recursos Terrestres (do inglês, *China-Brazil Earth Resources Satellite – CBERS*). Desta parceria, sucederam-se os lançamentos do CBERS-1 em 1999, do CBERS-2 em 2003 e do CBERS-2B em 2007, sendo este último o único da família CBERS em operação atualmente [2, 3]. Mais recentemente, em fevereiro de 2018, o Brasil pôs em operação o Satélite Geoestacionário de Defesa e Comunicações Estratégicas (SGDC), possibilitando a oferta de radiocomunicações em banda larga em todas as regiões do país [2].

No contexto do SBCDA, atualmente, por iniciativa do Centro Regional do Nordeste (CRN) do Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE), está em curso a execução do projeto CONASAT. Este programa busca garantir a continuidade do SBCDA através de uma solução de baixo custo com o uso de uma constelação de satélites de pequeno porte do padrão *Cubesat* [4].

A possibilidade de desenvolver uma missão espacial com baixo investimento financeiro, pouco tempo entre o desenvolvimento do projeto e lançamento do satélite, baixo peso e volume, fez com que satélites de pequeno porte ganhassem importância no cenário mundial do setor aeroespacial. Estima-se que os recursos financeiros necessários para o desenvolvimento de um projeto espacial utilizando pequenos satélites são no máximo US\$ 100 milhões, dependendo do modelo do satélite a ser utilizado, enquanto que, para missões espaciais que envolvem satélites convencionais, o custo pode chegar a dois bilhões de dólares [5]. Como exemplos, pode-se citar a série de pesquisas e programas de desenvolvimento de satélites de baixo custo realizada pela Agência de Exploração Aeroespacial do Japão (do inglês, *Japan Aerospace Exploration Agency – JAXA*) a partir do Micro-Labsat, primeiro satélite de pequeno porte lançado pelo país asiático em 2002. As agências do Reino Unido e Europeia possuem programas semelhantes, bem como a Agência Espacial Americana. Recentemente, pequenos satélites, em particular os de padrão *Cubesat*, têm ganhado destaque no cenário mundial.

Além de atender as características físicas, as antenas empregadas para estabelecer os diversos enlaces de comunicação de um sistema via satélite devem apresentar características operacionais que garantam o correto funcionamento dos canais de transmissão e recepção envolvidos, já que uma falha neste aspecto pode comprometer toda a missão e acarretar um grande prejuízo financeiro. Desta forma, as antenas, como dispositivos satelitais, devem apresentar características de irradiação desejadas em termos de aponta-

mento de feixe específico para a região de cobertura, ganho necessário para estabelecer o enlace de comunicação, polarização, função de dipleção entre as bandas de transmissão e recepção, baixo nível de polarização cruzada para sistemas que reutilizam polarização e controle dos lóbulos secundários [1].

Diante de sua importância, muitos são os estudos e pesquisas de modelos e tipos de antenas para o emprego aeroespacial. Em [6,7], uma revisão de estudos recentes sobre antenas aplicadas a diversas funções de um sistema de comunicação via satélite a bordo de pequenos satélites é apresentada. Nestes artigos, diferentes tipos de antenas são citados, como, por exemplo, antenas filamentosas (monopolo e dipolo), antenas de microfita, antenas refletoras, antenas cornetas e *reflectarrays*. Já antenas log-periódicas formadas por uma rede de dipolos, log-espiral e hélice quadrifilar são apontadas como potenciais candidatas a serem empregadas em *Cubesats* por [8]. Um modelo de antena helicoidal flexível para operar na faixa UHF (do inglês, *Ultra High Frequency*) é proposto em [9]. Em muitos casos, antenas de microfita são comumente utilizadas em sistemas de comunicação via satélite, devido a seu baixo perfil aerodinâmico [10]. Em [11], por exemplo, um modelo de antena de microfita para operar em banda S aplicado às funções de telemetria e transmissão de dados em alta velocidade de um nanossatélite é proposto. Em [12], o projeto de duas redes de antenas de microfita com *patch* retangular, operando em 2,4 GHz e 2,45 GHz para um nanossatélite hexagonal, é descrito.

No âmbito do Laboratório de Eletromagnetismo, Micro-ondas e Antenas (LEMA), da Universidade Federal do Pampa, desde 2014, são desenvolvidos projetos de pesquisa que visam ao estudo e desenvolvimento de redes de antenas para nanossatélites no contexto do Projeto CONASAT. A partir destes projetos, estudos relacionados a antenas de microfita para realizar a função de recepção e transmissão de dados ambientais vêm sendo realizados. Em [13,14], modelos de antenas de microfita operando na faixa de UHF para atenderem o canal de subida (*uplink*) do SBCDA foram analisados. Em [15], uma rede de antenas operando em banda S visando atender os requisitos funcionais do canal de descida (*downlink*) do SBCDA foi projetada. Já o dimensionamento, projeto e caracterização de um transceptor de frequências para a integração destes dois sistemas (*uplink* e *downlink*) é descrito em [16]. Também em [14], a análise das antenas relacionadas às funções de telemetria e telecomando foi realizada, a fim de analisar o desempenho eletromagnético dos conjuntos de antenas dos sistemas de telemetria, telecomando e *uplink*, de forma a otimizar seus comportamentos em termos de diagrama de irradiação e ganho.

A fim de dar prosseguimento aos trabalhos desenvolvidos nesta linha de pesquisa no LEMA, buscou-se na literatura outros modelos de antenas que atendessem aos critérios operacionais para o emprego na função de *uplink* do SBCDA. Como resultado, percebeu-se que antenas dielétricas ressoadoras (do inglês, *Dielectric Resonator Antenna* – DRA) foram apontadas por diversos pesquisadores como potenciais candidatas a serem utilizadas em um sistema de comunicação via satélite, devido a suas características intrínsecas como

tamanho reduzido, baixo peso, alta eficiência de irradiação e baixas perdas ôhmicas [17].

As DRAs são dispositivos construídos a partir de materiais cerâmicos de baixas perdas e com constantes dielétricas altas ($\epsilon_r \geq 10$), possibilitando a obtenção de elementos compactos [18]. Além disso, as DRAs podem ser construídas em diversas formas geométricas, como, por exemplo, hemisférica, retangular e cilíndrica [19]. Os primeiros estudos sobre antenas dielétricas ressoadoras datam do início da década 1980, nos quais foram apresentadas análises eletromagnéticas para os dois modelos canônicos para este tipo de antena: as de geometria retangular e as de formato cilíndrico. Nos trabalhos pioneiros, aspectos relacionados ao diagrama de irradiação, impedância de entrada e a influência do comprimento da ponta de prova coaxial para a excitação do dielétrico foram analisados [20,21]. Em [22], o projeto de uma DRA retangular excitada por uma linha de microfita é discutida. Neste trabalho, os efeitos do comprimento de linha de alimentação, das dimensões do substrato e da DRA retangular foram analisados. Para isso, foi considerada a antena operando em diversas frequências das bandas S e C (2–4 GHz e 4–8 GHz, respectivamente [23]). Já em [24], o uso de fendas cruzadas para o acoplamento eletromagnético da energia de uma linha de microfita como mecanismo de excitação de uma DRA hexagonal foi demonstrado. Segundo os autores, este método de alimentação possibilita alcançar uma eficiência de irradiação maior e um aumento do ganho da antena em aplicações na faixa de alta frequência. Já as características operacionais de DRAs compactas de polarização circular para sistemas de radionavegação por satélite são mostradas em [25–28].

Antenas dielétricas ressoadoras com geometrias compactas também têm sido alvo de estudo, a partir do conceito do uso de uma camada metálica para cobrir a superfície superior da DRA [29]. Em [30] esta técnica é utilizada no projeto de antenas miniaturizadas para sistemas de comunicação sem fio. Neste trabalho, o autor verificou que quanto maior o raio da camada metálica, menor foi a frequência de ressonância obtida. Assim, o autor aponta esta técnica como uma solução alternativa para reduzir o tamanho da DRA, ao invés de uma DRA com constante dielétrica muito alta. Trabalhos voltados a redução do volume da antena através da remoção de uma porção do dielétrico são citados na literatura. Em [31], foi demonstrado que o volume de uma antena dielétrica ressoadora cilíndrica pode ser reduzido em até pela metade, com o emprego correto de camadas metálicas para cobrir determinadas superfícies da antena. Já em [32], o projeto de uma DRA com geometrias de setor circular e de setor anelar é reportado. Como resultado, uma significativa redução em termos de volume em comparação a uma DRA cilíndrica convencional foi obtida.

1.1 Visão Geral e Características de Satélites de Pequeno Porte

O projeto, construção, testes e lançamento de satélites são um conjunto de processos excessivamente caro. No entanto, este meio de comunicação possibilita a cobertura de uma considerável extensão da superfície terrestre, e, principalmente, a cobertura de áreas remotas, como florestas e desertos, nas quais o emprego de outros tipos de

sistemas de comunicação são normalmente inviáveis. Os avanços em termos de componentes eletrônicos integrados, como, por exemplo, amplificadores de baixo ruído e de média potência, permitiram que as dimensões dos sistemas de comunicação fossem reduzidas, requerendo menor volume no interior do satélite. Isso permitiu, também, a possibilidade de utilizar satélites com dimensões reduzidas. Como consequência, obtém-se uma redução de peso do satélite e no custo de seu lançamento. Para oferecer uma capacidade operacional semelhante a dos satélites convencionais, utiliza-se um conjunto de satélites de pequeno porte, com um custo financeiro bem inferior. Por isso, estes modelos de satélites estão se tornando populares mundialmente [33]. Os satélites de pequeno porte são classificados de acordo com sua massa. Na Tabela 1 está exposta a denominação de cada um dos modelos de satélites, bem como a estimativa de custo e tempo de desenvolvimento desde seu projeto até o lançamento.

Tabela 1 – Classificação dos satélites de pequeno porte por massa e estimativa de custo financeiro.

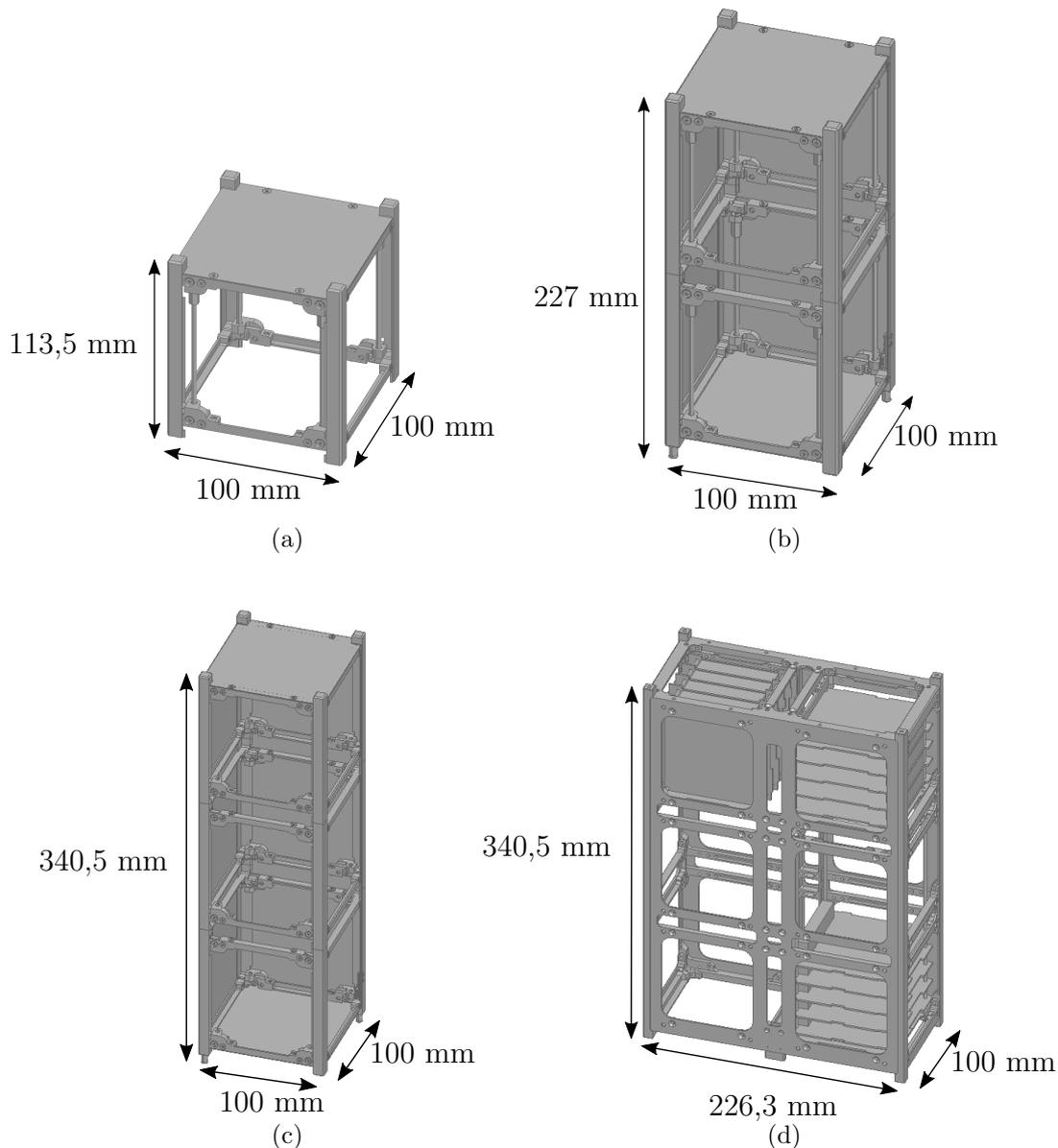
Tipo	Massa (kg)	Custo (US \$)	Tempo de desenvolvimento médio (ano)
Convencional	acima de 1000	0,1 a 2 bilhões	> 5
Médio	500 a 1000	50 a 100 milhões	≈ 4
Mini	100 a 500	10 a 50 milhões	≈ 3
Micro	10 a 100	2 a 10 milhões	≈ 1
Nano	1 a 10	0,2 a 2 milhões	≈ 1
Pico	abaixo de 1	20 a 200 mil	< 1
Femto	abaixo de 0,1	0,1 a 20 mil	< 1

Fonte: Extraído de [5].

Os satélites de pequeno porte do padrão *Cubesat* seguem uma classificação definida como unidade (U), a qual considera um cubo de massa inferior a 1,33 kg e com arestas de 10 cm. Este modelo de satélite foi desenvolvido pelo *Space Flight Laboratory* da Universidade de Toronto. Comumente, são usados fatores para designar o tipo de *Cubesat*, como, por exemplo, 1U, 2U e 3U. Modelos computacionais de algumas plataformas de satélites de pequeno porte do padrão *Cubesat* comercializados pela empresa holandesa ISIS são apresentados na Figura 1.

Segundo [5], a Universidade de Surrey, no Reino Unido, foi a pioneira no estudo de tecnologias voltadas a satélites de pequeno porte, a partir do programa UoSSAT (do inglês, *University of Surrey Satellite*), tendo lançado o seu primeiro satélite em 1981. Em [35], é relatado o resultado de um levantamento feito no banco de dados da Biblioteca Eletrônica de Atividade Espacial (do inglês, *Based on the Electronic Library of Space Activity* – ELSA), da Futron Corporation, no qual é apontada a identificação de 863 pequenos satélites no período de 1995 e 2014. Até janeiro de 2016, quarenta e cinco países haviam lançados satélites com massa menor que 50 kg [6].

Figura 1 – Modelos e dimensões de diferentes estruturas de *Cubsats*: (a) 1U, (b) 2U, (c) 3U e (d) 6U.



Fonte: Adaptado de [34].

1.2 Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais

O SBCDA trata-se de um sistema de dados meteorológicos utilizando comunicação via satélite que está em operação desde 1993, a partir do momento em que o Brasil colocou em órbita o SCD 1. O SBCDA consiste de uma rede de satélites ambientais em órbita baixa que retransmitem ao centro de missão e de coleta de dados (CMCD) as informações ambientais recebidas de diversas plataformas de coleta de dados (PCD) espalhadas pelo território brasileiro. O centro de missão, por sua vez, distribui estes dados a diversas instituições no Brasil e exterior. Ao longo dos anos, o SBCDA recebeu reforço

em seu segmento espacial, com o lançamento e entrada em operação dos satélites SCD 2 e CBERS-2B, em 1998 e 2007, respectivamente [3].

O SBCDA possui como função coletar, processar, armazenar e disseminar aos usuários dados ambientais relacionados aos seguintes tópicos: hidrologia, meteorologia, oceanografia, química da atmosfera, qualidade da água, monitoramento do nível de reservatórios de usinas hidrelétricas, entre outros [4].

Em [3], a necessidade da reposição dos satélites de coleta de dados é apontada, a fim de garantir a continuidade dos serviços de coleta de dados, já que os satélites estão em operação muito além de sua vida útil. Além da continuidade do SBCDA, o lançamento de novos elementos no segmento espacial torna possível atender novas demandas de monitoramento ambiental, fornecendo novos serviços e, conseqüentemente, melhorando o desempenho do sistema [4].

1.3 Projeto CONASAT e Características da Estrutura do Nanossatélite

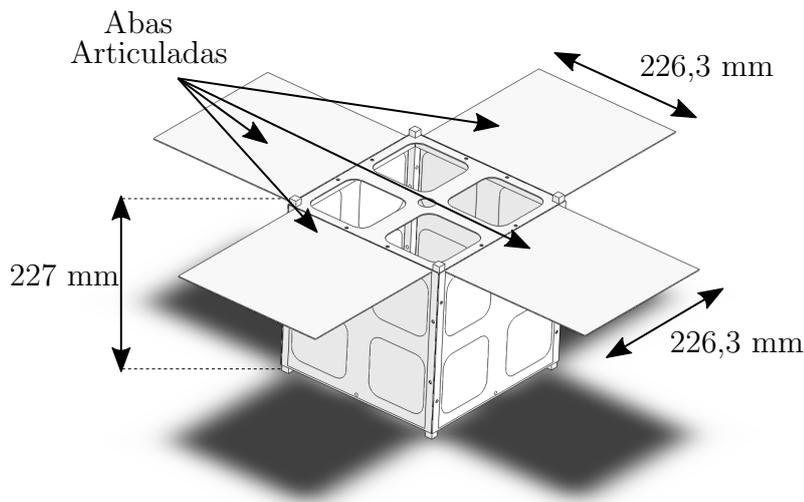
Visando à modernização do SBCDA, o projeto CONASAT prevê o uso de satélites de pequeno porte, possibilitando a execução de uma missão espacial com custo reduzido (quando comparado com as que usam grandes satélites) e uma opção tecnologicamente mais avançada (se comparada com as tecnologias embarcadas nos satélites SCD da década de 1990).

A fim de cumprir com as políticas europeias para a redução de detritos espaciais (junho de 2004), as quais preveem um tempo máximo de reentrada, natural ou forçada, de 25 anos após o tempo de vida da missão, a altitude orbital do nanossatélite está estimada em 600 km da superfície da Terra (órbita terrestre baixa, do inglês *Low Earth Orbit* – LEO) [4].

Um dos modelos de nanossatélite utilizado no projeto CONASAT possui uma estrutura baseada em uma plataforma *Cubesat 8U* (CONASAT-2) ao qual devem ser incluídas quatro abas articuladas, para oferecer uma maior área para a instalação de painéis solares [4]. A estrutura *CubeSat 8U* que será considerada para o desenvolvimento deste trabalho é uma solução comercializada pela empresa *Innovative Solutions In Space – ISIS* e possui as seguintes dimensões: $226,3 \times 226,3 \times 227$ mm³ [34]. Na Figura 2, o modelo da estrutura do nanossatélite com as abas articuladas é apresentado. Este é o modelo utilizado nas simulações eletromagnéticas descritas nos capítulos subsequentes.

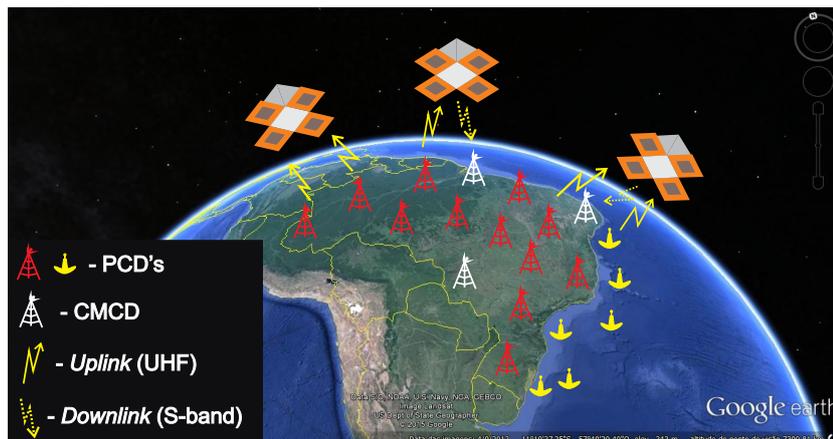
O estabelecimento dos enlaces de comunicação entre PCD's–Nanossatélite–CMCD dar-se-á por quatro redes de antenas embarcadas no nanossatélite. O cenário de operação do sistema de aquisição e transmissão de dados do nanossatélite CONASAT é mostrado na Figura 3. Conforme pode-se observar, o nanossatélite comportar-se-á como uma fonte retransmissora, *i.e.*, receberá o sinal da Terra e o retransmitirá para as estações de recepção. O equipamento que possui a combinação das funções de receptor e transmissor no satélite é o transponder [37].

Figura 2 – Vista isométrica do modelo eletromagnético da estrutura do nanossatélite 8U.



Fonte: Adaptado de [34, 36].

Figura 3 – Cenário de operação da constelação de nanossatélites.

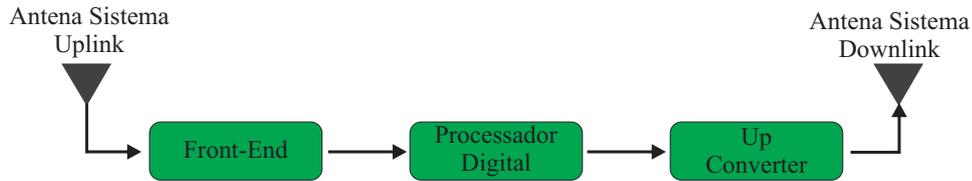


Fonte: Autoria própria.

No nanossatélite CONASAT-2, uma primeira rede de antenas será utilizada para receber o sinal originário das PCD's. Esta ligação é chamada de enlace de subida (ou *uplink*). Um transponder amplificará o sinal recebido e converterá o mesmo para outra frequência. Este novo sinal será transmitido por uma segunda rede de antenas para o CMCD. Esta transmissão é chamada de enlace de descida (ou *downlink*). O diagrama de blocos simplificado do transponder é mostrado na Figura 4.

O sinal captado pelas antenas de UHF (*uplink*) passa pelo bloco *Front-End*, onde é filtrado, amplificado, convertido para frequência inferior (*down conversion*) em banda base e digitalizado para ser entregue ao bloco de processamento digital. Neste bloco, o sinal oriundo das PCD's é digitalmente modulado em fase. Após este processo, o sinal é entregue ao bloco *Up-Converter*, para ser convertido de volta ao domínio analógico, filtrado

Figura 4 – Diagrama de blocos do transponder.



Fonte: Adaptado de [36].

e convertido para a frequência de 2,26 GHz. Por fim, o sinal é amplificado e enviado para a rede de antenas de Banda S, a qual transmitirá o sinal às estações de recepção terrenas [36].

O monitoramento e controle das condições dos sistemas embarcados no nanossatélite são feitos por uma estação terrena. Para isso, é utilizado o subsistema de telemetria, comando e controle (TC&C) [37]. Estes sistemas somente serão utilizados nos momentos de visada entre o nanossatélite e uma estação terrena, ficando inativos no restante do tempo [36]. O sistema de telemetria enviará às estações terrenas os dados captados por sensores a bordo distribuídos por todos os subsistemas, informando as condições internas do nanossatélite (*housekeeping*).

O sistema de telecomando é responsável pela captura de um sinal oriundo do CMCD, para a execução de uma ação dentro do nanossatélite [36]. Desta forma, como o sistema de TC&C necessita de dois links, um em cada sentido, utilizam-se outras duas redes de antenas operando em frequências diferentes.

A Tabela 2 resume os quatro enlaces necessários, com as suas respectivas frequências centrais de operação, além dos tipos de antenas utilizadas, para o correto monitoramento e funcionamento do sistema como um todo. Cabe destacar que o presente trabalho terá como foco o estudo de antenas em UHF para operarem o canal de subida do SBCDA.

Tabela 2 – Canais de comunicação do CONASAT-2.

Enlace de Comunicação	Frequência	Tipo de Antena
Telemetria	145 MHz	Monopolo
Telecomando	435 MHz	Monopolo
Enlace de subida de dados	401 MHz	Microfita
Enlace de descida de dados	2260 MHz	Microfita

Fonte: Extraído de [36].

Dadas as restrições relacionadas à massa e volume do nanossatélite CONASAT, as antenas nele instaladas devem ser leve e compactas. Assim, neste trabalho visa-se analisar o comportamento eletromagnético de antenas dielétricas ressoadoras operando em UHF para operar o canal de subida do SBCDA. Para isso, serão estudadas de antenas dielétricas ressoadoras de geometria cilíndrica e de setor cilíndrico. E para possibilitar a fabricação

deste tipo de antena com os meios e materiais disponíveis no LEMA, as frequências de operação dos protótipos produzidos serão: 2,26 GHz (Banda S), para a antena dielétrica ressoadora cilíndrica, e 1,575 GHz (Banda L), para a antena dielétrica ressoadora de setor cilíndrico.

1.4 Organização do Trabalho

No próximo capítulo, é apresentado o projeto de uma rede de antenas miniaturizadas formada por quatro elementos linearmente polarizados, partindo do conceito de antenas de microfita. O emprego deste conjunto de antenas está no contexto do Projeto CONASAT.

O Capítulo 3 destina-se a apresentar uma abordagem matemática utilizando o método da cavidade ressonante para o cálculo da frequência de ressonância de três geometrias de antenas dielétricas ressoadoras: DRA cilíndrica, DRA cilíndrica compacta e DRA de setor cilíndrico.

No Capítulo 4, são apresentados os processos de caracterização das DRAs cilíndricas e de setor cilíndrico. Neste tópico, uma DRA cilíndrica operando em UHF é modelada computacionalmente. Também são apresentados os processos de caracterização e construção dos protótipos de DRAs cilíndricas compactas para sistema em banda S. Por fim, o projeto e a validação dos protótipos de uma DRA de setor cilíndrico operando em 1,575 GHz são descritos.

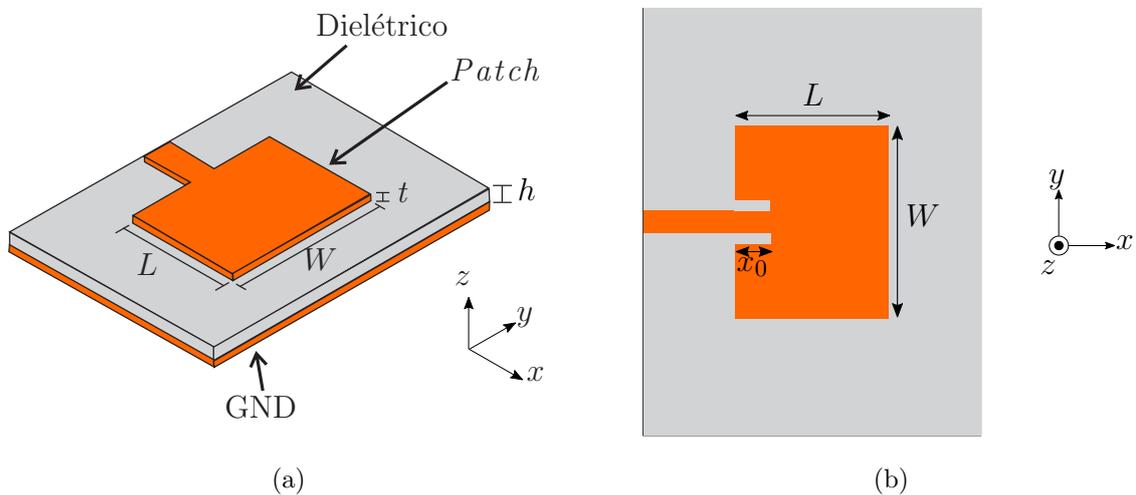
Finalmente, no Capítulo 5 estão as considerações finais acerca do trabalho desenvolvido e algumas sugestões de trabalhos futuros.

2 REDE DE ANTENAS RETANGULARES MINIATURIZADAS EM UHF

Conforme amplamente divulgado na literatura, antenas planares são comumente utilizadas em aplicações aeroespaciais por oferecerem algumas vantagens, como baixo peso, baixo perfil aerodinâmico e pequeno volume. Tais características vão ao encontro das particularidades exigidas das antenas voltadas a satélites de pequeno porte. Diante de tais vantagens, neste capítulo será apresentado um projeto de antena planar miniaturizada a partir de uma antena de microfita, voltada ao sistema UHF do nanossatélite do programa CONASAT. Este estudo tem como objetivo, a busca de uma antena com dimensões menores do que a apresentada em [14], no qual uma antena de microfita com plano de terra estendido foi projetada para a função de *uplink* do SBCDA, com dimensões $190 \times 190 \text{ mm}^2$.

Uma antena de microfita é caracterizada por possuir um elemento irradiador metálico (*patch*) de pequena espessura t , de dimensões $W \times L$, que representam sua largura e comprimento, respectivamente. O *patch* é posicionado a uma distância h acima do plano de terra (do inglês, *grounded* – GND), separados por um substrato dielétrico de permissividade elétrica relativa (ϵ_r). A Figura 5 apresenta o modelo típico de uma antena de microfita e seus principais parâmetros construtivos.

Figura 5 – Antena de microfita retangular.



Fonte: Autoria própria.

Para a obtenção de uma estimativa inicial das dimensões do *patch*, modelos analíticos podem ser utilizados. Dois métodos comumente usados em pré-projetos de antenas de microfita são o modelo da linha de transmissão e o da cavidade ressonante retangular. Entre os dois métodos, o da linha de transmissão é o mais simples, no entanto o menos preciso. Neste método, considera-se o *patch* retangular como seção de uma linha

de microfita, a qual irradia em suas extremidades, e o campo varia ao longo de seu comprimento, mantendo-se uniforme no plano transversal [38]. Mesmo não sendo tão preciso, são aceitas algumas tolerâncias nos resultados deste método, desde que o seu uso seja limitado para *patches* retangulares.

Utilizando o modelo de linha de transmissão, as dimensões de uma antena de microfita retangular são obtidos a partir de [10]

$$W = \frac{v_o}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}}, \quad (2.1a)$$

$$\varepsilon_{ref} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2}, \quad (2.1b)$$

$$\Delta L = 0,412h \frac{(\varepsilon_{ref} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\varepsilon_{ref} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)}, \quad (2.1c)$$

$$L = \frac{v_o}{2f_r \sqrt{\varepsilon_{ref}}} - 2\Delta L, \quad (2.1d)$$

onde v_o é a velocidade da luz no espaço livre, ΔL corresponde à extensão do *patch* ao longo de seu comprimento para modelagem das fendas de irradiação, ε_{ref} é a permissividade elétrica relativa efetiva e f_r é a frequência de ressonância da antena.

A variação da posição do ponto de alimentação (x_0), indicada na Figura 5(b), leva ao ajuste da impedância de entrada desejada da antena de microfita. A localização do ponto de alimentação é obtida por [10]

$$R_{in}(x_0) = R_{in} \cos^2 \left(\frac{\pi}{L} x_0 \right), \quad (2.2)$$

onde $R_{in}(x_0)$ é a impedância característica de entrada da antena (geralmente, 50Ω) no ponto x_0 e R_{in} é a resistência de entrada de ressonância na borda do *patch* e é dada por

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 + G_{12})}, \quad (2.3)$$

na qual G_1 é a condutância da fenda 1 isolada e G_{12} é a condutância que modela o acoplamento mútuo entre as duas fendas. Os valores de G_1 e G_{12} podem ser calculados por

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24} (k_0 h)^2 \right], \quad (2.4a)$$

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\text{sen} \left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta \right)}{\cos \theta} \right]^2 J_0(k_0 L \text{sen} \theta) \text{sen}^3 \theta d\theta, \quad (2.4b)$$

em que J_0 é a função de Bessel de primeira espécie e de ordem zero.

2.1 Antena de Microfita com *Patch* Quadrado

As dimensões do nanossatélite utilizado no projeto CONASAT e a limitação de massa máxima (10 kg) impõem desafios ao desenvolvimento das antenas voltadas aos sistemas de comunicação do nanossatélite, especialmente às relacionadas ao sistema em UHF. As dificuldades surgem devido às dimensões do satélite serem da mesma ordem de grandeza do comprimento de onda de operação do canal nesta banda de operação. Por isso, sob o ponto de vista eletromagnético, toda a estrutura, isto é, a antena juntamente com a estrutura do nanossatélite, deve ser considerada para o projeto da antena do canal de subida do SBCDA.

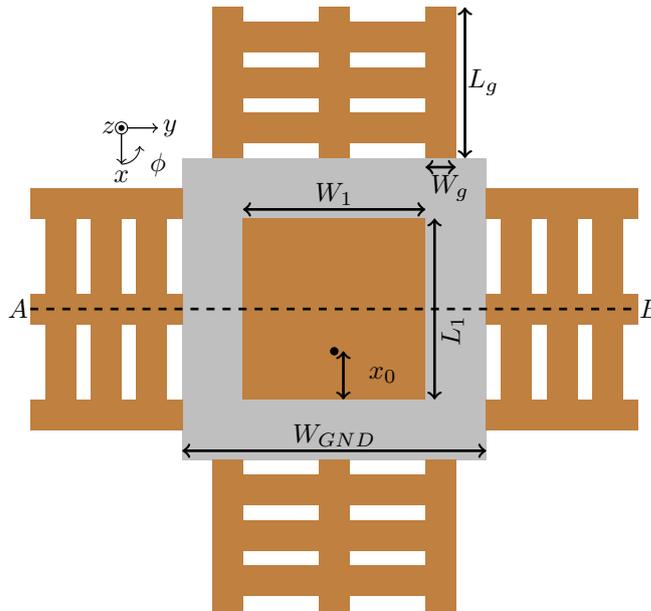
Normalmente, visando utilizar uma estrutura leve, antenas do tipo monopolo são empregadas em sistemas UHF de satélites. Porém, este modelo de antena resulta em baixo nível de ganho, devido a seu diagrama de irradiação ser omnidirecional. Tal característica reduz a sensibilidade do receptor instalado no nanossatélite. Uma alternativa para resolver esse problema é utilizar uma antena com diagrama de irradiação mais diretivo, o que pode ser alcançado utilizando-se uma antena de microfita, por exemplo.

Buscando obter uma estrutura compacta com a largura de banda de operação desejada, o substrato utilizado deverá ser espesso. Por isso, o laminado considerado neste projeto é o Taconic CER-10, que apresenta uma constante dielétrica $\varepsilon_r \cong 10$ e espessura $h = 3,18$ mm [39]. Conforme descrito em [40], o fato de a dimensão do GND da antena ser eletricamente pequeno ($0,254 \lambda_0$) em relação ao comprimento de onda de operação no espaço livre ($\lambda_0 = 0,748$ m), a antena apresenta forte irradiação traseira, resultando em um baixo nível de ganho na direção *boresight*. Para contornar esse problema, foi implementado um GND estendido com o uso de fitas metálicas flexíveis, que deve ser aberto somente após o lançamento do nanossatélite. Este recurso também é aplicado nas antenas propostas neste capítulo. Os critérios operacionais do canal de subida do SBCDA exigem que a antena opere em 401 MHz com polarização circular à direita (do inglês, *right-handed circularly polarized* – RHCP) e apresentar uma largura de banda de operação (BW) de 4 MHz. Uma vez que a antena projetada é linearmente polarizada, a característica de polarização requerida pelo sistema será alcançada utilizando-se uma rede de antenas com rotação sequencial dos elementos. Na seção 2.3, será abordado o projeto de uma rede de antenas miniaturizadas.

As análises eletromagnéticas da antena de microfita proposta foram realizadas em ambiente computacional através do *software* Ansys HFSS. As dimensões iniciais da antena foram obtidas utilizando (2.1a)–(2.4b), resultando nos seguintes valores: $W = 159,40$ mm, $L = 118,26$ mm e $x_0 = 42,14$ mm. Como dito anteriormente, o modelo de linha de transmissão é um método analítico que resulta em grandezas aproximadas que podem ser usadas como parâmetros iniciais em uma análise mais precisa via simulador eletromagnético. Desta forma, usando os valores analíticos e após simulações computacionais para o ajuste da frequência de ressonância, as dimensões finais da antena de microfita foram obtidas

e estão descritas na Figura 6, onde o diagrama esquemático da antena de microfita com *patch* quadrado e o plano de terra estendido é apresentado.

Figura 6 – Vista superior esquemática da antena de microfita para UHF com plano de terra estendido ($W_{GND} = 190$ mm; $L_1 = W_1 = 117,55$ mm; $W_g = 13$ mm; $L_g = 100$ mm; $x_0 = 38,05$ mm).



Fonte: Autoria própria.

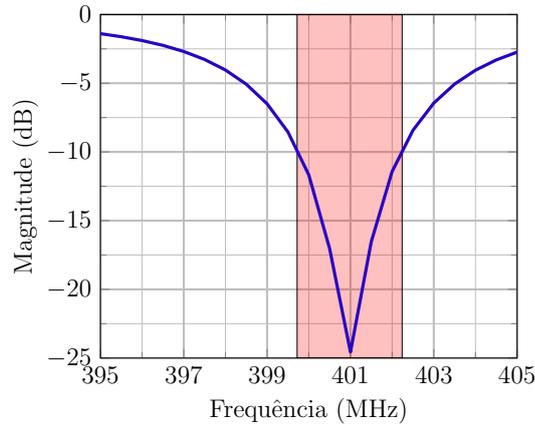
Após a otimização dos parâmetros construtivos da antena para o melhor casamento de impedância, os resultados computacionais obtidos em termos de parâmetros S e ganho são os mostrados nas Figuras 7 e 8, respectivamente. A banda de operação obtida, que é a faixa de frequência para a qual $|S_{11}| < -10$ dB, encontra-se destacada na Figura 7 e equivale a 2,52 MHz (0,6 % da frequência central de operação). Já os níveis de ganho e de razão frente-costas foram de 2,4 dBi e 10,4 dB, respectivamente.

2.2 Antena Miniaturizada

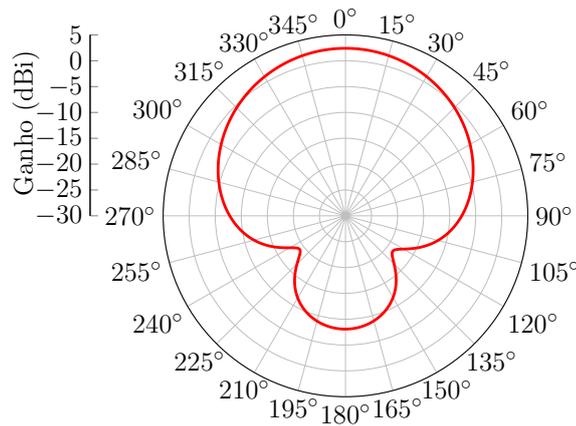
Em geral, antenas de microfita possuem dimensões ressonantes na ordem de meio-comprimento de onda operando nos modos fundamentais TM_{01} ou TM_{10} . Diversas técnicas para a redução das dimensões de uma antena de microfita para uma determinada frequência de operação são reportadas na literatura. Um dos métodos mais conhecidos é o do *patch* curto-circuitado, que resulta em uma antena de microfita com dimensões próximas a um quarto de comprimento de onda [41].

A antena descrita na seção anterior foi projetada para operar no modo dominante TM_{10}^z . Por isso, a distribuição de campo elétrico (Figura 9) apresenta uma única variação ao longo de x , sendo nula a intensidade do campo elétrico na parte central do *patch*.

Figura 7 – Resultado computacional do parâmetro S da antena de microfita proposta.



Fonte: Autoria própria.

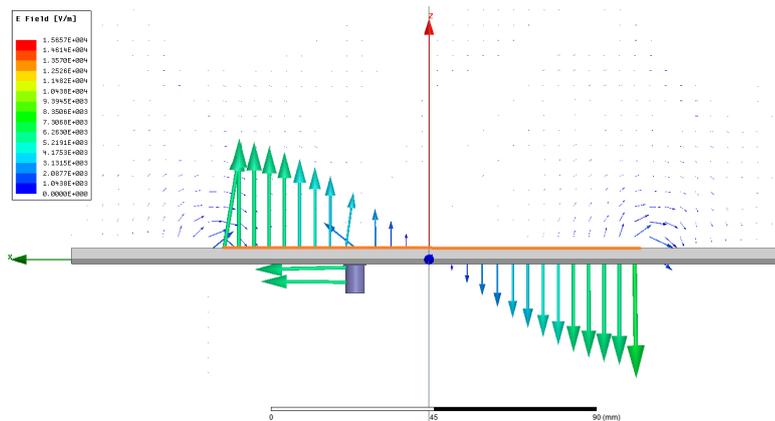
Figura 8 – Diagrama de irradiação simulado no plano $\phi = 0^\circ$.

Fonte: Autoria própria.

Tal fenômeno permite incluir uma parede elétrica ao longo da linha de simetria AB (indicada na Figura 6), gerando, assim, um curto-circuito entre o *patch* e o plano de terra. Esse procedimento não altera a distribuição de campo elétrico na estrutura resultante e permite obter uma antena com metade de comprimento físico [10]. Além disso, partes do dielétrico não cobertas pelo *patch* foram retiradas, uma vez que a dimensão do GND efetivo permanece o mesmo, devido à estrutura da aba articulada do nanossatélite. Com isso, reduz-se ainda mais as dimensões e peso totais da antena.

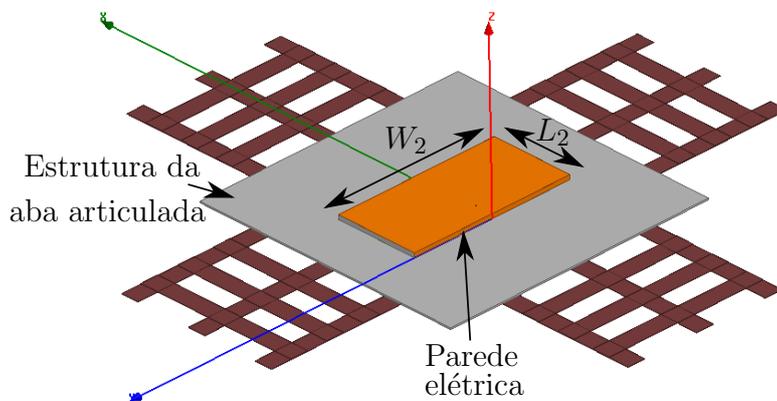
Utilizando a técnica descrita anteriormente, uma antena com a metade do comprimento da antena de microfita descrita na seção 2.1 foi projetada e seu desempenho eletromagnético foi avaliado considerando a antena já instalada sobre a estrutura da aba do nanossatélite, a fim de caracterizar o plano de terra efetivo da antena. O modelo computacional da antena miniaturizada é mostrada na Figura 10. Buscando conciliar uma maior largura de banda de operação (BW) e uma estrutura de baixo perfil e peso,

Figura 9 – Distribuição de campo elétrico em uma antena de microfita.



Fonte: Autoria própria.

foram analisadas três situações nas quais foi variada a altura (h) do substrato dielétrico. O único laminado de RF com ϵ_r alto disponível no LEMA é o CER-10, cujas características eletromagnéticas foram descritas na seção 2.1. Por conta disso, os valores de h analisados são múltiplos inteiros de 3,18 mm (altura das placas de CER-10). Portanto, os três valores de h considerados foram: 3,18 mm, 6,36 mm e 12,72 mm.

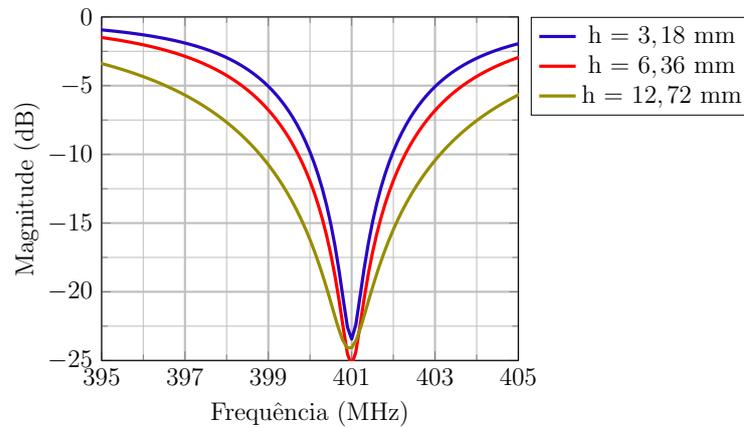
Figura 10 – Antena de microfita miniaturizada ($L_2 = 63,4$ mm; $W_2 = 126,8$ mm).

Fonte: Autoria própria.

Os resultados obtidos, para os três casos, em termos de parâmetros S e ganho são comparados nas Figuras 11 e 12, respectivamente. O melhor desempenho alcançado foi com a antena de $h = 12,72$ mm, sendo obtidos $BW = 4,32$ MHz e 4 dBi de ganho. As dimensões finais desta antena são $L_2 = 63,4$ mm e $W_2 = 126,8$ mm. Com os resultados obtidos, nota-se que, conforme o dielétrico fica mais espesso, a largura de banda e o ganho aumentam. Em contrapartida, um h maior ocasiona um aumento no volume e peso da antena.

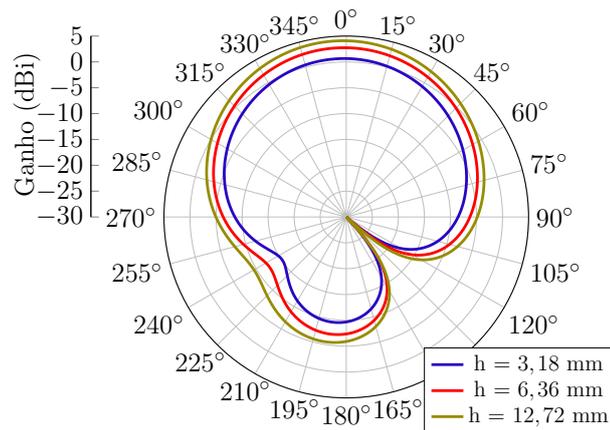
A fim avaliar a antena proposta, os parâmetros operacionais e físicos, como largura de banda (BW), ganho (G), volume (V) e massa (m), foram comparados com antenas

Figura 11 – Resultado computacional do parâmetro S da antena miniaturizada para diferentes alturas de substrato dielétrico.



Fonte: Autoria própria.

Figura 12 – Diagramas de irradiação simulados da antena miniaturizada para diferentes alturas de substrato dielétrico no plano $\phi = 0^\circ$.

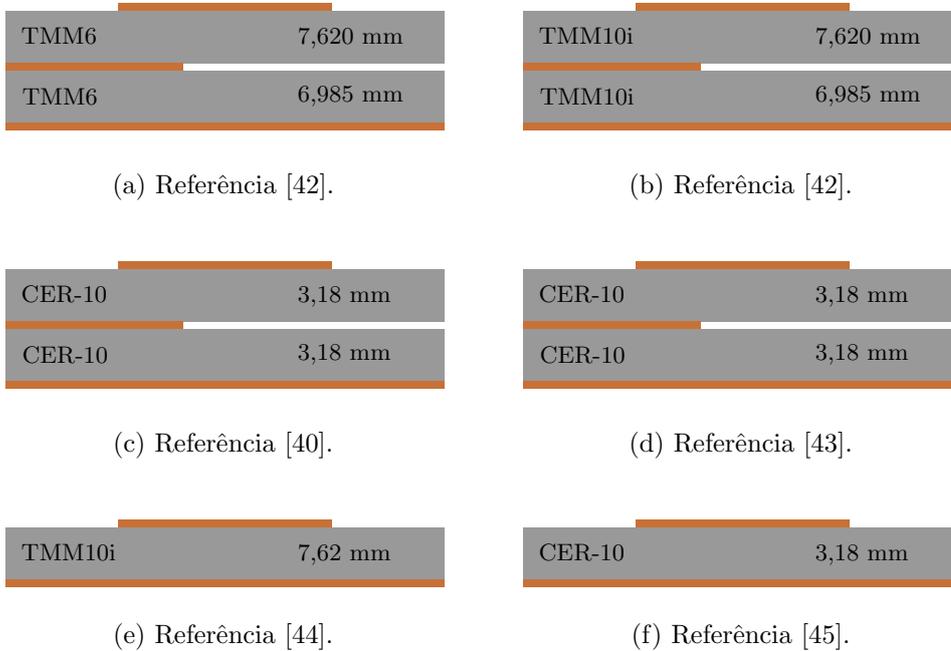


Fonte: Autoria própria.

de microfita voltadas ao sistema de *uplink* do projeto CONASAT descritas na literatura por [40,42–45]. Em [42], antenas de microfita com polarização linear e circular são propostas, a fim de comporem uma rede de antenas com quatro elementos. Para ambas as antenas, foram considerados os substratos TMM6 e TMM10i da Rogers Corporation. Em [40] e [43], são propostas antenas de microfita circularmente polarizadas utilizando o laminado de RF Taconic CER-10, que também é utilizado nas antenas de microfita descritas em [45]. Já em [44], o elemento simples de uma antena circularmente polarizada foi projetado, sendo utilizado o laminado TMM10i. Os valores de densidade dos laminados TMM6 e TMM10i da Rogers Corporation, utilizados nos projetos das antenas descritas em [42] e [44], são, respectivamente, $2,37 \text{ g/cm}^3$ e $2,77 \text{ g/cm}^3$ [46]. Já a densidade do laminado de RF Taconic CER-10, utilizado por [40], [43], [45] e no presente trabalho, equivale a $3,05 \text{ g/cm}^3$ [39]. As dimensões do plano de terra das antenas descritas em [42], [40], [44] e

[43] são 20×20 cm², enquanto que, em [45], o GND é de 19×19 cm². As vistas transversais das antenas utilizadas como referência são mostradas na Figura 13.

Figura 13 – Vista lateral das antenas propostas nos trabalhos de referências.



Fonte: Autoria própria.

Os valores das figuras de mérito das antenas encontradas na literatura e os da antenna proposta neste trabalho são resumidos na Tabela 3. Dos dados expostos, é possível verificar que a antenna proposta oferece ganho maior do que as projetadas em [42], [40] e [45]. Já em termos de massa total, a antenna descrita neste artigo possui a menor massa entre todas as topologias de antenas analisadas, tendo 1/4 da massa total da antenna proposta por [42]. Em relação à largura de banda de operação, a antenna proposta neste trabalho apresentou um dos menores valores. Este fato está relacionado ao método de excitação utilizado neste trabalho e nas antenas projetadas nas referências. Enquanto que neste trabalho a excitação foi realizada utilizando uma ponta de prova coaxial, a excitação do *patch* em [40, 42, 43, 45] foi realizada via acoplamento por proximidade. Esta configuração de alimentação é a que apresenta maior largura de banda (de até 13 %), porém exige o uso de duas camadas de substrato para sua implementação. Consequentemente, ocasiona maior volume para a antenna [10].

2.3 Rede de Antenas Miniaturizadas

Nas seções 2.1 e 2.2, dois modelos de antenas foram projetados e descritos. O melhor desempenho obtido foi considerando uma antenna miniaturizada com $h = 12,72$ mm. A fim de aumentar o ganho desta antenna do canal de subida e obter a característica

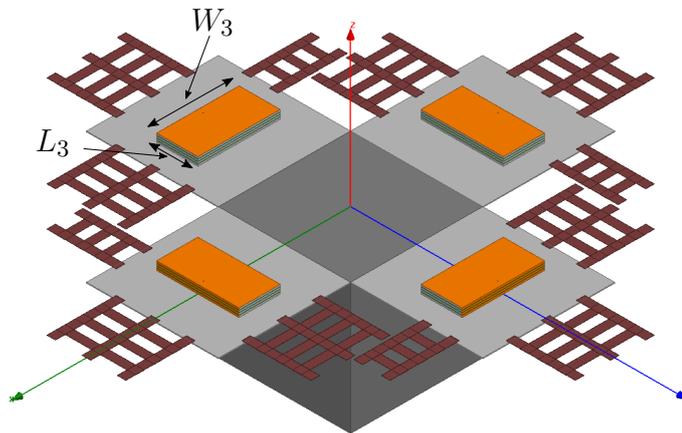
Tabela 3 – Comparação de parâmetros para estruturas implementadas encontradas na literatura e no presente trabalho.

Referência	Polarização	h (cm)	BW (MHz)	G (dBi)	V (cm ³)	m (g)
[42]	LP	1,4605	6,6	2,74	584,2	1385,0
[42]	LP	1,4605	6,3	2,61	584,2	1618,0
[40]	CP	0,6360	6,7	3,32	254,4	775,9
[43]	CP	0,6360	5,8	4,79	254,4	775,9
[44]	CP	0,7620	5,3	4,21	304,8	722,4
[45]	CP	0,3180	2,9	3,75	114,8	350,1
Neste trabalho	LP	1,2720	4,3	4,00	101,8	310,4

Fonte: Autoria própria.

de polarização exigida, uma rede de antenas foi implementada com quatro elementos instalados nas abas articuladas da estrutura do nanossatélite, conforme mostrado na Figura 14. Polarização circular empregando elementos linearmente polarizados pode ser obtida com o uso de rotação sequencial entre os elementos [47]. Além disso, cada antena deve ser excitada por correntes de mesma amplitude e fase progressiva de $\pm 90^\circ$, para evitar soma vetorial destrutiva dos campos irradiados na direção *boresight* [48]. O sinal \pm define se o sentido de rotação do campo elétrico será à direita (RHCP) ou à esquerda (LHCP).

Figura 14 – Rede de antenas miniaturizadas.

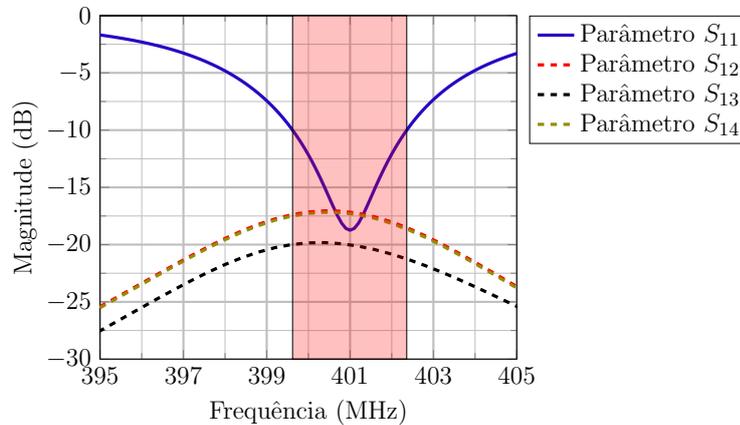


Fonte: Autoria própria.

Após a inclusão das antenas na estrutura do nanossatélite, houve um descasamento de impedância de entrada das antenas. Por isso, foi necessária uma nova otimização, que resultou nas seguintes dimensões: $L_3 = 62,365$ mm e $W_3 = 124,730$ mm. Os resultados em termos de parâmetros S, diagrama de irradiação e razão axial são mostrados nas Figuras 15, 16 e 17, respectivamente. Em termos de diagrama de irradiação, o ganho obtido foi de 5,7 dBi. Um bom resultado em termos de razão frente-costas (do inglês, *front-to-back ratio*

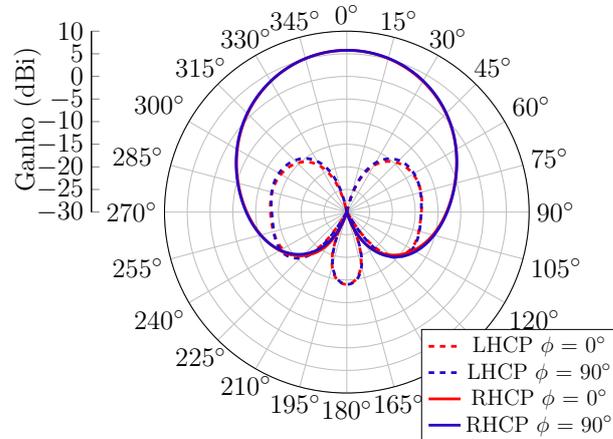
– FBR) foi alcançado, obtendo-se um nível de 19 dB para este parâmetro. A razão axial obtida na direção *boresight*, em 401 MHz, foi de 0,155 dB.

Figura 15 – Resultados computacionais dos parâmetros S da rede de antenas miniaturizadas.



Fonte: Autoria própria.

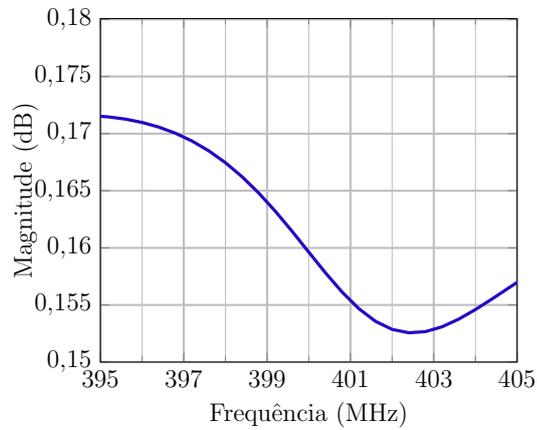
Figura 16 – Diagrama de irradiação simulado da rede de antenas miniaturizadas.



Fonte: Autoria própria.

Na Tabela 4, estão descritos os valores de ganho, FBR e massa total das redes de antenas de microfita propostas nos trabalhos referenciados anteriormente, bem como os resultados obtidos para a rede de antenas projetada neste trabalho. Para esta comparação, não estão sendo considerados os trabalhos [40] e [44], pois neles são feitas análises somente de um único elemento de antena de microfita. Levando-se em conta o fator limitante de massa máxima do nanossatélite (10 kg), percebe-se que as redes de antenas propostas em [42] correspondem a 55 % e 64 % de massa máxima permitida, o que torna muito difícil sua aplicação no nanossatélite 8U do projeto CONASAT. A rede de antenas mostrada na Figura 14 equivale a apenas 12,4 % da massa máxima permitida. Além disso, a rede de

Figura 17 – Resultado computacional da variação da razão axial pela frequência da rede antena de microfita na direção *boresight*.



Fonte: Autoria própria.

antenas miniaturizadas possui um ganho maior do que as antenas descritas em [42], porém obteve-se menor ganho do que as antenas descritas em [43] e [45]. Contudo, em termos de massa total, a rede de antenas aqui descrita possui 40 % da massa total da rede sugerida em [43] e é mais leve que a rede de antenas descrita em [45]. Por fim, o resultado obtido pela rede de antenas miniaturizadas, em termos de razão frente-costas, é superior a todos os casos considerados em [40, 42–45].

Tabela 4 – Comparação de ganho e massa total das redes de antenas implementadas.

Referência	Ganho (dBi)	FBR (dB)	massa total (g)
[42]	4,30	10,5	5536,0
[42]	3,10	8,5	6472,0
[43]	8,46	10,4	3103,6
[45]	8,31	8,9	1400,4
Neste trabalho	5,70	19,0	1241,6

Fonte: Autoria própria.

3 ANTENA DIELÉTRICA RESSOADORA

O uso de ressoadores dielétricos como elementos de irradiação de ondas eletromagnéticas é inspirado no sucesso da aplicação destes quando utilizados como filtros e osciladores em circuitos eletrônicos operando na faixa de radiofrequência.

As antenas dielétricas ressoadoras apresentam características como baixas perdas, dimensões compactas, alto grau de flexibilidade e versatilidade, o que possibilita compreender uma ampla gama de requisitos físicos ou elétricos de diversas aplicações em sistemas de comunicação. As características elétricas do dielétrico também agregam vantagens a este tipo de antena. Escolhendo-se um material que apresente baixas perdas, consegue-se manter uma alta eficiência de irradiação devido à ausência de ondas de superfície e perdas mínimas nos condutores associados à antena. Além disso, uma ampla gama de valores de constantes dielétricas pode ser usada (tipicamente $10 \leq \varepsilon_r \leq 100$), o que permite controlar o tamanho físico e largura de banda da antena [19]. Embora o uso de constante dielétrica relativamente baixa seja frequente para melhorar a eficiência de irradiação da antena, o uso de altos valores de ε_r permite obter antenas de perfil baixo operando em frequências relativamente baixas [20].

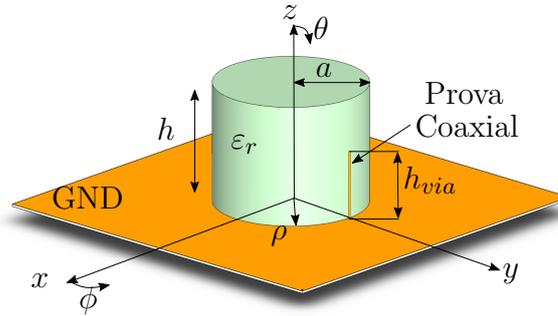
Comparando com as antenas em topologia de microfita, as DRAs apresentam uma largura de banda de operação maior (em torno de 10% para $\varepsilon_r \approx 10$). Esta característica está relacionada ao mecanismo de irradiação de cada antena. Enquanto que as antenas dielétricas irradiam através de toda a superfície do ressoador dielétrico, exceto pela parte aterrada, as antenas de microfita irradiam somente por duas fendas de irradiação estreitas. No entanto, algumas características são comuns aos dois modelos de antenas: ambas se comportam como cavidades ressonantes. Além disso, muitos dos métodos de excitação aplicáveis às antenas de microfita podem ser usados em DRAs, incluindo pontas de prova coaxial, linhas de microfita, excitação por fenda eletromagnética e guia de onda coplanar [49].

Neste capítulo, uma abordagem matemática de DRA será apresentada para três estruturas distintas. A primeira consiste no modelo cilíndrico clássico, a segunda baseia-se em uma DRA cilíndrica com superfície superior metálica e a última trata-se de uma antena de setor cilíndrico. Para estas análises, o modelo da cavidade ressonante será empregado para obtenção da frequência de ressonância das antenas dielétricas, para os modos transversal elétrico (modos TE) e transversal magnético (modos TM).

3.1 Antena Dielétrica Ressoadora Cilíndrica

O formato básico de uma antena dielétrica ressoadora cilíndrica (do inglês, *Cylindrical Dielectric Resonator Antenna* – CDRA) consiste de um cilindro montado sobre um plano de terra e caracterizado por uma altura h , um raio a e uma constante dielétrica ε_r , conforme ilustrado na Figura 18.

Figura 18 – Geometria básica de uma antena ressonadora dielétrica cilíndrica sobre um plano de terra.



Fonte: Autoria própria.

Para a modelagem matemática da CDRA apresentada na Figura 18, as superfícies do cilindro são consideradas como superfícies condutoras magnéticas perfeitas (do inglês, *Perfect Magnetic Conductor* – PMC), sem a presença do sistema de alimentação e posicionado sobre um plano condutor elétrico (do inglês, *Perfect Electrical Conductor* – PEC) infinito. Assim, aplicando a teoria da imagem, o plano condutor é removido e passa-se a considerar uma estrutura equivalente formada pelo cilindro real e sua imagem, resultando em um cilindro dielétrico de altura $2h$ [10, 20]. A nova geometria do problema é ilustrada na Figura 19, na qual um novo sistema de coordenadas cilíndricas auxiliar é estabelecido. Sob estas condições, tanto as componentes tangenciais do campo magnético como as componentes normais do campo elétrico nessas paredes são nulas, ou seja, para $\rho' = a$, $z' = 0$ e $z' = 2h$,

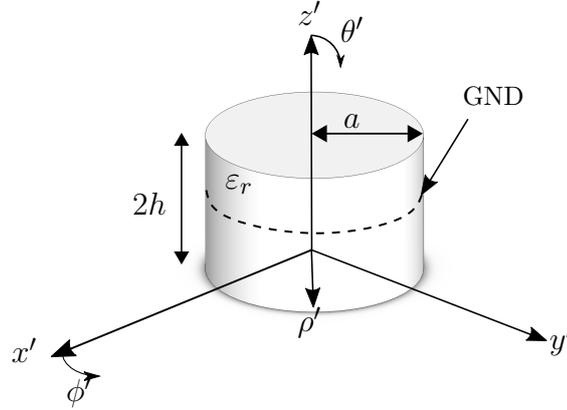
$$\hat{n} \times \vec{H} = 0, \quad (3.1a)$$

$$\hat{n} \cdot \vec{E} = 0, \quad (3.1b)$$

onde \hat{n} é o vetor normal às interfaces, \vec{H} é o vetor intensidade de campo magnético e \vec{E} é o vetor intensidade de campo elétrico [50].

Os campos no interior do dielétrico devem obedecer às equações de Maxwell para regiões livres de fontes de energia, descritas no Anexo A ((A.1a)–(A.1d)). Para a modelagem matemática da CDRA, observando a geometria ilustrada na Figura 19, as

Figura 19 – Geometria equivalente da CDRA para sua modelagem matemática.



Fonte: Autoria própria.

seguintes condições de contorno são definidas [48]

$$H_{\phi'}(\rho' = a) = 0, \quad (3.2a)$$

$$H_{\phi'}(z' = 0) = 0, \quad (3.2b)$$

$$H_{\phi'}(z' = 2h) = 0, \quad (3.2c)$$

$$H_{z'}(\rho' = a) = 0, \quad (3.2d)$$

$$H_{\rho'}(z' = 0) = 0, \quad (3.2e)$$

$$H_{\rho'}(z' = 2h) = 0, \quad (3.2f)$$

$$E_{\rho'}(z' = h) = 0, \quad (3.2g)$$

$$E_{\phi'}(z' = h) = 0. \quad (3.2h)$$

Conforme descrito no Anexo C ((C.11a)–(C.11d)), as componentes transversais H_ρ , H_ϕ , E_ρ e E_ϕ de uma onda eletromagnética podem ser escritas em função de E_z e H_z através das seguintes relações

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2\right) H_\rho = \frac{\partial^2 H_z}{\partial \rho \partial z} + j\omega\epsilon \frac{1}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \phi}, \quad (3.3a)$$

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2\right) H_\phi = \frac{1}{\rho} \frac{\partial^2 H_z}{\partial \phi \partial z} - j\omega\epsilon \frac{\partial E_z}{\partial \rho}, \quad (3.3b)$$

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2\right) E_\rho = -j\omega\mu \frac{1}{\rho} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial \rho \partial z}, \quad (3.3c)$$

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2\right) E_\phi = j\omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \phi \partial z}. \quad (3.3d)$$

Se for considerado que para cavidades ressonantes

$$f(z) = A \cos(k_z z) + B \sen(k_z z), \quad (3.4)$$

sua segunda derivada em função de z será dada por

$$\frac{\partial^2}{\partial z^2} f(z) = -k_z^2 (A \cos(k_z z) + B \sin(k_z z)), \quad (3.5)$$

ou

$$\frac{\partial^2}{\partial z^2} f(z) = -k_z^2 f(z). \quad (3.6)$$

Portanto, o termo

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) = -k_z^2 + k^2 = k_c^2. \quad (3.7)$$

Assim,

$$H_\rho = \frac{1}{k_c^2} \left(\frac{j\omega\varepsilon}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \phi} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial \rho \partial z} \right), \quad (3.8a)$$

$$H_\phi = \frac{1}{k_c^2} \left(-j\omega\varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial^2 H_z}{\partial \phi \partial z} \right), \quad (3.8b)$$

$$E_\rho = \frac{1}{k_c^2} \left(\frac{\partial^2 E_z}{\partial \rho \partial z} - \frac{j\omega\mu}{\rho} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} \right), \quad (3.8c)$$

$$E_\phi = \frac{1}{k_c^2} \left(\frac{1}{\rho} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \phi \partial z} + j\omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial \rho} \right). \quad (3.8d)$$

Desta forma, todas as componentes transversais são obtidas a partir das componentes longitudinais, desde que estas sejam previamente calculadas. Devido a isso, as soluções dos campos eletromagnéticos são, usualmente, divididas em modos transversais magnéticos (modos TM), onde $H_z = 0$, e modos transversais elétricos (modos TE), onde $E_z = 0$. Assumindo que o meio seja linear e homogêneo, superposição pode ser usada e, por consequência, cada modo pode ser analisado separadamente. Se houver a devida excitação, modos TE e TM podem existir separadamente [48].

Uma CDRA suporta três modos distintos: TE , TM e híbrido. Os modos híbridos são referidos pelo IEEE (do inglês, *Institute of Electrical and Electronics Engineers*) como HEM . Alguns autores referem-se aos modos híbridos como HE , quando o modo predominante é o $TE(H)$, ou EH , quando o modo $TM(E)$ é o predominante. No modo HE , a maior contribuição para a ressonância é dada pela componente E_z em comparação a H_z , podendo, essa componente ser desprezada. Por consequência, as demais componentes de campo são derivadas apenas de E_z . Para o modo HE , o inverso também é válido [48].

Nas modelagens subsequentes, será utilizado o modelo da cavidade ressonante para a obtenção da frequência de ressonância do ressonador. Este modelo fornece uma razoável previsão da frequência de ressonância. No entanto, não prevê o comportamento de campos mais complexos, como no caso dos modos híbridos. Desta forma, somente os modos TE e TM serão considerados. Para identificar a variação dos campos ao longo das direções ϕ , ρ e z , os índices n , m e p são incluídos subscritos na nomenclatura dos modos ressonantes e,

para indicar a direção de referência para definição do modo TE ou TM a variável z será sobrescrita. Assim, os modos ressonantes passam a ser escritos como TE_{nmp}^z e TM_{nmp}^z .

3.1.1 Modos TE^z

Este modo de ressonância é caracterizado pela presença somente da componente longitudinal do campo magnético, ou seja, $E_{z'} = 0$ e $H_{z'} \neq 0$. Assim, para este caso, a equação de Helmholtz a ser solucionada é

$$\nabla^2 H_{z'} + k^2 H_{z'} = 0, \quad (3.9)$$

onde $k = \omega\sqrt{\varepsilon\mu}$ é o número de onda ou constante de propagação de um meio sem perdas.

A solução geral de (3.9), cujos procedimentos para sua obtenção são descritos no Anexo B, é

$$H_{z'} = [A \operatorname{sen}(k_{z'} z') + B \operatorname{cos}(k_{z'} z')] [C \operatorname{sen}(n\phi') + D \operatorname{cos}(n\phi')] E J_n(k_c \rho'). \quad (3.10)$$

Assim, a componente transversal $H_{\phi'}$ é obtida substituindo (3.10) em (3.8b), que resulta em

$$H_{\phi'} = \frac{k_{z'} n}{k_c^2 \rho'} [A \operatorname{cos}(k_{z'} z') - B \operatorname{sen}(k_{z'} z')] [C \operatorname{cos}(n\phi') - D \operatorname{sen}(n\phi')] E J_n(k_c \rho'). \quad (3.11)$$

Aplicando a condição de contorno (3.2a) em (3.11), resulta que

$$H_{\phi'} = \frac{k_{z'} n}{k_c^2 a} [A \operatorname{cos}(k_{z'} z') - B \operatorname{sen}(k_{z'} z')] [C \operatorname{cos}(n\phi') - D \operatorname{sen}(n\phi')] E J_n(k_c a) = 0. \quad (3.12)$$

Para que a igualdade em (3.12) seja verdadeira, ou seja, a componente $H_{\phi'}$ seja nula na interface dielétrico-ar, o termo $J_n(k_c a)$ deve ser igual a zero, pois este é o único termo de $H_{\phi'}$ dependente da variável ρ' . Portanto,

$$J_n(k_c a) = 0. \quad (3.13)$$

Definindo a raiz da função de Bessel de primeira espécie como $\chi_{nm} = k_c a$, então

$$k_c = \frac{\chi_{nm}}{a}, \quad (3.14)$$

com $n \in \mathbb{Z}_+$ e $m \in \mathbb{Z}_+$.

Agora, usando a condição de contorno (3.2b) em (3.11), resulta

$$H_{\phi'} = \frac{k_{z'} n}{k_c^2 \rho'} [A \operatorname{cos}(k_{z'} 0) - B \operatorname{sen}(k_{z'} 0)] [C \operatorname{cos}(n\phi') - D \operatorname{sen}(n\phi')] E J_n(k_c \rho') = 0. \quad (3.15)$$

Para que esta condição de contorno seja atendida,

$$A = 0. \quad (3.16)$$

Agora, utilizando a condição de contorno (3.2c) em (3.11), vem

$$H_{\phi'} = \frac{k_{z'}n}{k_c^2\rho'} [-B\text{sen}(k_{z'}2h)] [C\cos(n\phi') - D\text{sen}(n\phi')] EJ_n(k_c\rho') = 0, \quad (3.17)$$

que só é satisfeita se

$$\text{sen}(k_{z'}2h) = 0. \quad (3.18)$$

A equação (3.18) será verdadeira se $k_{z'}2h$ for múltiplo inteiro de π . Ou seja,

$$k_{z'}2h = p\pi, \quad (3.19)$$

com $p = 1, 3, 5, \dots$. Portanto,

$$k_{z'} = \frac{p\pi}{2h}. \quad (3.20)$$

Usando a definição do número de onda de corte k_c e isolando a constante de propagação k , tem-se

$$k = \sqrt{k_c^2 + k_{z'}^2}. \quad (3.21)$$

Substituindo (3.14) e (3.20) em (3.21), resulta em

$$k = \sqrt{\left(\frac{\chi_{nm}}{a}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{2h}\right)^2}. \quad (3.22)$$

Sabendo que $k = \omega\sqrt{\varepsilon\mu}$, $\varepsilon = \varepsilon_0\varepsilon_r$, $\mu = \mu_0\mu_r$ e $\omega = 2\pi f_r$ a frequência de ressonância do modo TE^z é dada por

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{\varepsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{\chi_{nm}}{a}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{2h}\right)^2}. \quad (3.23)$$

Em (3.23), χ_{nm} representa a m -ésima raiz ($m \in \mathbb{Z}^*$) da função de Bessel de primeira espécie J_n de ordem n ($n \in \mathbb{Z}$). Os valores de χ_{nm} são dados em tabelas matemáticas; um extrato com os primeiros valores encontra-se listado na Tabela 5.

3.1.2 Modos TM^z

Neste modo de ressonância, somente haverá componente de campo elétrico ao longo de z . Por isso, $H_{z'} = 0$ e $E_{z'} \neq 0$. A equação da onda a ser solucionada é

$$\nabla^2 E_{z'} + k^2 E_{z'} = 0, \quad (3.24)$$

Tabela 5 – Raízes χ_{nm} de $J_n(\chi_{nm}) = 0$ da função de Bessel J_n .

	$n = 0$	$n = 1$	$n = 2$	$n = 3$
$m = 1$	2,4049	3,8318	5,1357	6,3802
$m = 2$	5,5201	7,0156	8,4173	9,7610
$m = 3$	8,6537	10,1735	11,6199	13,0152
$m = 4$	11,7915	13,3237	14,7960	16,2235
$m = 5$	14,9309	16,4706	17,9598	19,4094

Fonte: Extraído de [48].

onde $k = \omega\sqrt{\varepsilon\mu}$. O procedimento para determinar a solução geral de (3.24) é descrito no Anexo B. A solução geral de (3.24) é

$$E_{z'} = [A\text{sen}(k_{z'}z') + B\text{cos}(k_{z'}z')] [C\text{sen}(n\phi') + D\text{cos}(n\phi')] EJ_n(k_c\rho'). \quad (3.25)$$

Uma vez que $H_{z'} = 0$, substituindo a solução geral definida por (3.25) em (3.8b), obtém-se

$$H_{\phi'} = -\frac{j\omega\varepsilon}{k_c^2} [A\text{sen}(k_{z'}z') + B\text{cos}(k_{z'}z')] [C\text{sen}(n\phi') + D\text{cos}(n\phi')] EJ'_n(k_c\rho'), \quad (3.26)$$

onde $J'_n(k_c\rho')$ é a derivada de primeira ordem da função de Bessel de primeira espécie de ordem n .

Pela condição de contorno (3.2a), em $\rho' = a$, $H_{\phi'} = 0$. Isso ocorre para

$$J'_n(k_ca) = 0. \quad (3.27)$$

Definindo os zeros da primeira derivada da função de Bessel de n -ésima ordem como χ'_{nm} , k_c deve ser escolhido para certos valores discretos

$$k_c = \frac{\chi'_{nm}}{a}, \quad (3.28)$$

com $n \in \mathbb{Z}_+$ e $m \in \mathbb{Z}_+^*$.

Da condição de contorno (3.2b), resulta

$$H_{\phi'} = -\frac{j\omega\varepsilon}{k_c^2} [A\text{sen}(k_{z'}0) + B\text{cos}(k_{z'}0)] [C\text{sen}(n\phi') + D\text{cos}(n\phi')] EJ'_n(k_c\rho') = 0, \quad (3.29)$$

e, para que seja uma igualdade válida, $B = 0$. Portanto, $H_{\phi'}$ passa a ser

$$H_{\phi'} = -\frac{j\omega\varepsilon}{k_c^2} [A\text{sen}(k_{z'}z')] [C\text{sen}(n\phi') + D\text{cos}(n\phi')] EJ'_n(k_c\rho'). \quad (3.30)$$

Agora, da condição de contorno (3.2c) resulta

$$H_{\phi'} = -\frac{j\omega\varepsilon}{k_c^2} [A\text{sen}(k_{z'}2h)] [C\text{sen}(n\phi') + D\text{cos}(n\phi')] EJ'_n(k_c\rho') = 0, \quad (3.31)$$

para que isso ocorra, $\text{sen}(k_{z'}2h) = 0$. Assim, denominando o argumento da função seno como $p\pi$, tem-se

$$k_{z'} = \frac{p\pi}{2h}, \quad (3.32)$$

com $p = 1, 3, 5, \dots$

Usando a definição do número de onda de corte k_c e isolando a constante de propagação k , define-se a frequência de ressonância para o modos de ressonância TM^z como

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{\varepsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{\chi'_{nm}}{a}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{2h}\right)^2}. \quad (3.33)$$

Em (3.33), χ'_{nm} representa a m -ésima raiz ($m \in \mathbb{Z}^*$) da derivada da função de Bessel de primeira espécie J_n de ordem n ($n \in \mathbb{Z}$). Os valores de χ'_{nm} são dados em tabelas matemáticas; um extrato com os primeiros valores encontra-se listado na Tabela 6.

Tabela 6 – Raízes χ'_{nm} de $J'_n(\chi'_{nm}) = 0$ da derivada da função de Bessel J_n .

	$n = 0$	$n = 1$	$n = 2$	$n = 3$
$m = 1$	3,8318	1,8412	3,0542	4,2012
$m = 2$	7,0156	5,3315	6,7062	8,0153
$m = 3$	10,1735	8,5363	9,9695	11,3459
$m = 4$	13,3237	11,7060	13,1704	14,5859
$m = 5$	16,4706	14,8636	16,3475	17,7888

Fonte: Extraído de [48].

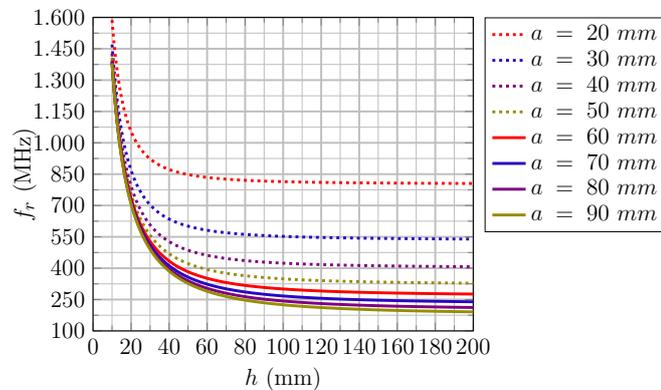
3.1.3 Análise da Frequência de Ressonância de uma CDRA

Na subseção anterior, as equações para a frequência de ressonância f_r para os modos TE^z e TM^z de uma antena ressonadora dielétrica cilíndrica foram obtidas, definidas por (3.23) e (3.33), respectivamente. Em ambas equações, percebe-se que f_r depende dos parâmetros constitutivos do dielétrico, das dimensões geométricas do cilindro e, conforme o modo ressonante, dos valores das raízes χ_{nm} (para os modos TE^z) ou χ'_{nm} (para os modos TM^z).

Em muitos casos práticos, deseja-se que a antena opere em seu modo dominante. Para determiná-lo, é necessário examinar as frequências de ressonância da antena. O modo com a menor frequência de ressonância é denominado modo dominante. Como os valores dos parâmetros constitutivos e construtivos da antena são fixos, os valores das raízes χ_{nm} e χ'_{nm} determinam a ordem das frequências de ressonância. Das Tabelas 5 e 6, é possível concluir que o menor valor de f_r será obtido com $\chi'_{11} = 1,8412$. Conseqüentemente, o modo dominante de uma CDRA é o TM^z_{111} .

Destá forma, utilizando (3.33), foi realizado um estudo analítico considerando valores fixos de a e variando h para obter a frequência de ressonância da estrutura para cada um dos casos. Para isso, foi considerado um material genérico sem perdas e com constante dielétrica $\varepsilon_r = 30$. O intuito desta análise é obter as dimensões necessárias para que a CDRA ressoe em 401 MHz. Os resultados obtidos são mostrados na Figura 20, na qual é possível observar que, para os casos $a = 20$ mm e $a = 30$ mm não foi possível atingir frequências de ressonância menores que 550 MHz. Já para $a = 40$ mm, as menores frequências de ressonância obtidas foram em torno de 407 MHz. Somente para valores de $a \geq 50$ mm a CDRA ressoa na frequência de interesse.

Figura 20 – Variação da frequência de ressonância em função da altura do ressonador dielétrico operando no modo TM_{11}^z .

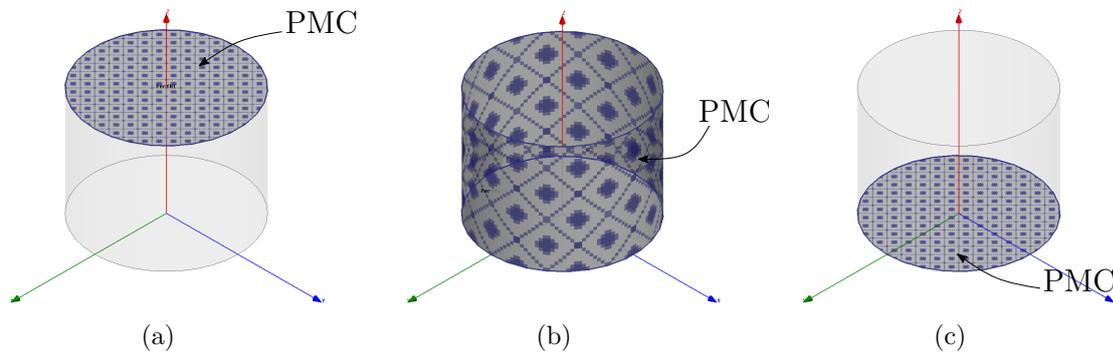


Fonte: Autoria própria.

Para verificar a precisão do método da cavidade ressonante, simulações eletromagnéticas foram realizadas utilizando o *software* ANSYS HFSS. Para tais análises, o HFSS foi configurado para a solução *Eigenmodes*, possibilitando o cálculo das frequências de ressonância e distribuições de campo eletromagnético da estrutura [51]. Inicialmente, ajustou-se a variação da frequência por passo de convergência, de modo que, durante a construção da malha de discretização, o desvio fosse de, no máximo, 2,5 %. Com isso, o HFSS gerou uma malha de forma a atingir os critérios de convergência. O modelo computacional consiste de um cilindro dielétrico de $\varepsilon_r = 30$, isolado, sem a presença de fontes de energia e tendo suas superfícies modeladas como PMC, conforme ilustrado na Figura 21. Os valores de raios considerados foram os utilizados no estudo analítico da frequência de ressonância. Para determinar os valores de cada altura, isolou-se a variável h em (3.33).

Na Tabela 7, são descritos os valores de a e h utilizados nas simulações, bem como as frequências de ressonância obtidas computacionalmente ($f_{r_{HFSS}}$) e os desvios obtidos para cada valor de f_r analítico e computacional. Como pode-se observar na Tabela 7, valores próximos aos calculados analiticamente foram obtidos com o ANSYS HFSS nos cinco casos analisados, obtendo-se uma taxa de erro percentual menor que 1 %. Portanto,

Figura 21 – Modelo computacional do cilindro dielétrico para obtenção de sua frequência de ressonância com estrutura totalmente PMC.



Fonte: Autoria própria.

mesmo sendo um artifício simples, o método da cavidade ressonante mostrou-se ser uma boa alternativa para a obtenção das dimensões geométricas do ressonador dielétrico, para dada frequência de operação.

Tabela 7 – Frequências de ressonância obtidas em simulação computacional para estrutura operando no modo TM_{111}^z para várias configurações de raio a e altura h .

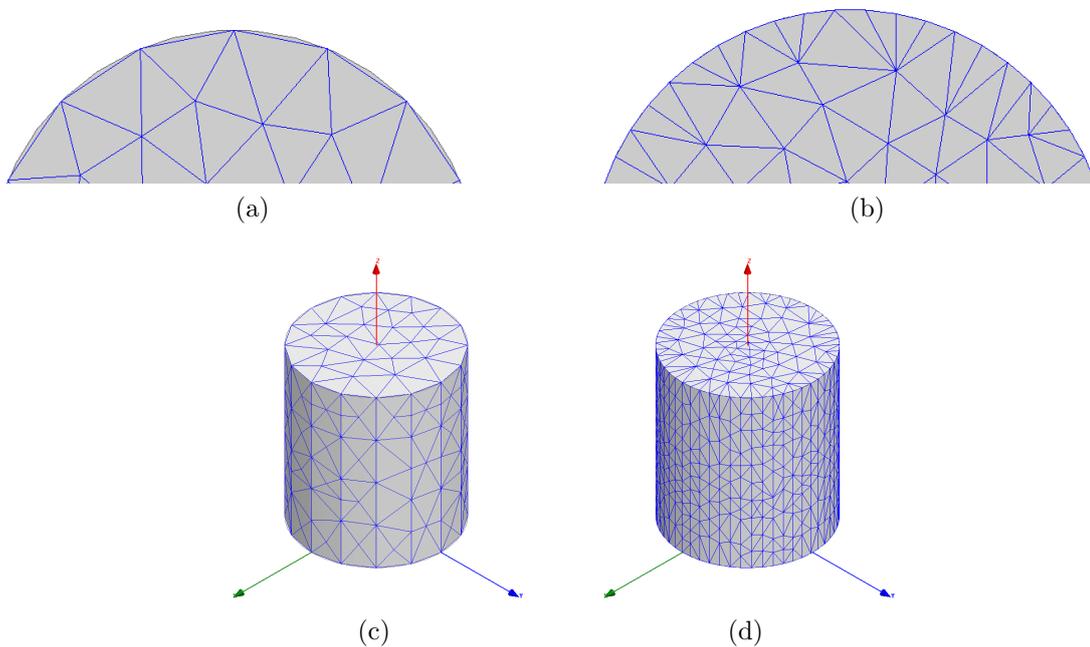
a (mm)	h (mm)	$f_{r_{HFSS}}$ (MHz)	$\Delta\varepsilon$ (%)
50,00	113,96	404,03	0,755
60,00	91,68	402,99	0,496
70,00	83,24	402,42	0,354
80,00	78,88	401,99	0,224
90,00	76,24	401,78	0,194

Fonte: Autoria própria.

Na construção da malha de discretização do ANSYS HFSS, quando a superfície em análise não é plana, as faces triangulares facetadas ficam a uma pequena distância das superfícies reais da estrutura (Figura 22(a)). Essa distância é chamada de desvio de superfície [51]. Portanto, buscando obter uma melhor discretização e aproximação da malha à superfície real, o HFSS foi configurado de modo que a aproximação da superfície considere um desvio máximo de 0,09 mm, obtendo-se a malha de discretização mostrada na Figura 22(b). Esta configuração força o *software* a alterar a forma de cada triângulo e o desvio de superfície das faces triangulares facetadas das superfícies verdadeiras. Este aprimoramento da discretização da estrutura influencia no tempo computacional exigido para a análise eletromagnética da estrutura, pois ocorre um aumento no número de tetraedros. Dessa forma, este é um critério que exige determinado senso por parte do projetista, a fim de evitar uma demanda computacional além da necessária. Utilizando os critérios descritos, foram realizadas duas análises eletromagnéticas da mesma estrutura, a

fim de descrever as diferenças entre uma simulação com e sem os critérios de aproximação de superfície (Figuras 22(c) e 22(d)). Os resultados obtidos em termos de passos de convergência, número total e dimensões (comprimento L mínimo, máximo e médio) dos tetraedros para os dois casos são descritos na Tabela 8, na qual é possível observar que quanto maior o número de tetraedros, a frequência de ressonância se aproxima do valor teórico.

Figura 22 – Discretização do cilindro dielétrico feita pelo HFSS: (a) seção transversal sem a aproximação de superfície; (b) seção transversal com aproximação de superfície; (c) cilindro completo para o caso sem aproximação ; (d) cilindro completo com aproximação de superfície.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 8 – Características das dimensões da malha de discretização para uma estrutura cilíndrica sem e com o cálculo do desvio de superfície, considerando $a = 50$ mm e $h = 113,96$ m.

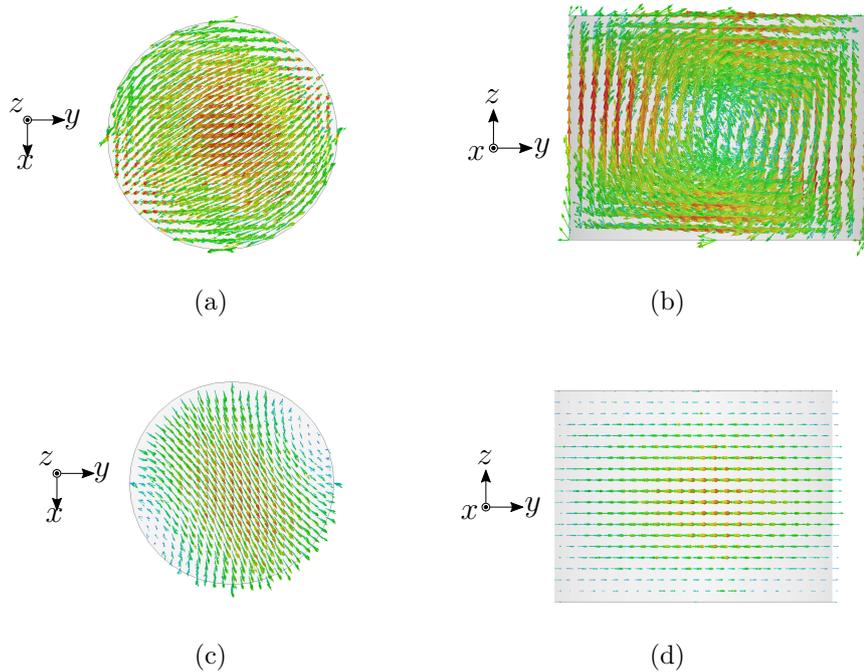
	f_{HFSS}	Passos de Convergência	Número de Tetraedros	L mínimo	L máximo	L médio
sem desvio	404,030 MHz	3	1.855	12,966 mm	30,371 mm	21,591 mm
desvio de 0,09 mm	401,013 MHz	11	13.546	5,093 mm	22,465 mm	11,088 mm

Fonte: Autoria própria.

As distribuições dos campos eletromagnéticos da estrutura operando no modo TM_{111}^z são apresentadas na Figura 23, com vistas dos planos xy e yz . Realizando uma

comparação com os padrões de distribuição dos campos descritos em [52], há uma correlação entre os resultados, demonstrando que a estrutura está operando em seu modo ressonante fundamental (TM_{111}^z).

Figura 23 – Distribuição do campo eletromagnético de um ressonador dielétrico cilíndrico operando no modo TM_{111}^z : (a) vista superior e (b) vista transversal da distribuição do campo elétrico; (c) vista superior e (d) vista transversal da distribuição do campo magnético.



Fonte: Autoria própria.

3.2 Antena Dielétrica Ressonadora Cilíndrica com Carregamento

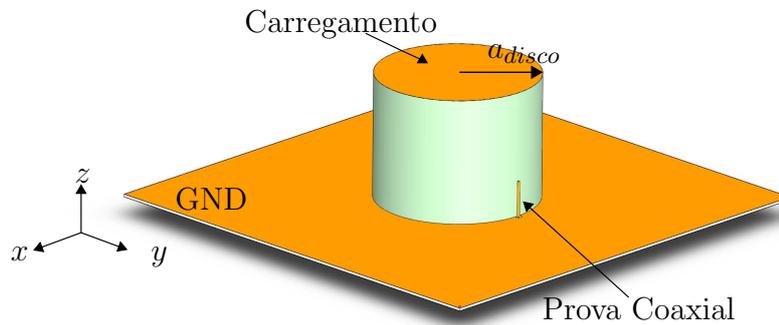
As dimensões de uma antena estão diretamente relacionadas à sua frequência de operação. Ou seja, para frequências acima de 1 GHz, as antenas utilizadas tornam-se pequenas fisicamente (considerando o comprimento de onda de operação), fato que pode ser observado na Figura 20. Entretanto, seu tamanho (volume e peso) torna-se bastante excessivo nas bandas VHF (do inglês, *Very High Frequency*) e UHF, que correspondem às faixas de frequências 3–300 MHz e 300–1000 MHz, respectivamente [23]. Para tornar uma antena aplicável aos casos em que se requer dispositivos compactos, o uso de técnicas de miniaturização faz-se necessário.

Um dos métodos para se obter uma DRA compacta é usar um material dielétrico de ϵ_r alto. No entanto, o uso de ϵ_r elevado degenera a largura de banda de operação da antena, pois o fator de qualidade (fator Q) de uma antena aumenta em função de ϵ_r . Em

termos de eficiência de irradiação, o valor de ε_r não influencia esta propriedade operacional, já que ondas de superfície não são geradas em antenas dielétricas [18,19].

Outra técnica para redução das dimensões da DRA é através do uso de uma placa metálica instalada na superfície superior da DRA. A presença desta placa metálica reduz o número de onda na direção axial para zero, diminuindo a frequência de ressonância do modo fundamental [29]. O diagrama esquemático da CDRA com carregamento é ilustrado na Figura 24.

Figura 24 – Geometria de uma CDRA com carregamento.



Fonte: Autoria própria.

Para a modelagem da CDRA com carregamento, as superfícies em contato com o plano de terra e a placa metálica podem ser consideradas como PEC e a superfície circunferencial como sendo PMC. Desta forma, as condições de contorno aplicáveis ao problema consideram que as componentes de campo elétrico tangenciais às superfícies modeladas como PEC sejam nulas, assim como as componentes de campo magnético tangenciais à superfície PMC são iguais a zero. Com isso,

- Para as superfícies modeladas como PEC:

$$\hat{n} \times \vec{E} = 0. \quad (3.34)$$

- Para a superfície modelada como PMC:

$$\hat{n} \times \vec{H} = 0. \quad (3.35)$$

A partir de (3.34) e (3.35), nas quais \hat{n} é o vetor unitário normal à superfície que

aponta para dentro do dielétrico, surgem as seguintes condições de contorno:

$$E_\rho(z = h) = 0, \quad (3.36a)$$

$$E_\rho(z = 0) = 0, \quad (3.36b)$$

$$E_\phi(z = h) = 0, \quad (3.36c)$$

$$E_\phi(z = 0) = 0, \quad (3.36d)$$

$$H_\phi(\rho = a) = 0, \quad (3.36e)$$

$$H_z(\rho = a) = 0, \quad (3.36f)$$

3.2.1 Modos TE^z

Neste modo de ressonância, $E_z = 0$ e $H_z \neq 0$. A equação da onda a ser solucionada é

$$\nabla^2 H_z + k^2 H_z = 0, \quad (3.37)$$

cujas soluções gerais, descritas no Anexo B, são dadas por

$$H_z = [A \operatorname{sen}(k_z z) + B \operatorname{cos}(k_z z)] [C \operatorname{sen}(n\phi) + D \operatorname{cos}(n\phi)] E J_n(k_c \rho). \quad (3.38)$$

Dado que para o modo ressonante TE^z , $E_z = 0$, a componente de campo magnético H_ϕ para este caso é

$$H_\phi = \frac{1}{k_c^2 \rho} \frac{\partial^2 H_z}{\partial \phi \partial z}. \quad (3.39)$$

Substituindo (3.38) em (3.39) e obtendo sua derivada em relação às variáveis ϕ e z , resulta que

$$H_\phi = \frac{k_z n}{k_c^2 \rho} [A \operatorname{cos}(k_z z) - B \operatorname{sen}(k_z z)] [C \operatorname{cos}(n\phi) - D \operatorname{sen}(n\phi)] E J_n(k_c \rho). \quad (3.40)$$

Agora, usando a condição de contorno (3.36e) em (3.40), obtém-se

$$H_\phi = \frac{k_z n}{k_c^2 a} [A \operatorname{cos}(k_z z) - B \operatorname{sen}(k_z z)] [C \operatorname{cos}(n\phi) - D \operatorname{sen}(n\phi)] E J_n(k_c a) = 0. \quad (3.41)$$

Para que esta condição seja atendida,

$$J_n(k_c a) = 0. \quad (3.42)$$

Definindo $\chi_{nm} = k_c a$ como sendo as raízes de $J_n(k_c a)$, define-se

$$k_c = \frac{\chi_{nm}}{a}, \quad (3.43)$$

com $n \in \mathbb{Z}_+$ e $m \in \mathbb{Z}_+^*$.

Por sua vez, a componente E_ρ para modos TE^z é

$$E_\rho = -\frac{j\omega\mu}{k_c^2\rho} \frac{\partial H_z}{\partial \phi}. \quad (3.44)$$

Substituindo (3.38) em (3.44) e obtendo sua derivada em relação à variável ϕ , resulta que

$$E_\rho = -\frac{j\omega\mu n}{k_c^2\rho} [A\text{sen}(k_z z) + B\text{cos}(k_z z)] [C\text{cos}(n\phi) - D\text{sen}(n\phi)] EJ_n(k_c\rho). \quad (3.45)$$

Usando a condição de contorno (3.36b) em (3.45), obtém-se

$$E_\rho = -\frac{j\omega\mu n}{k_c^2\rho} [A\text{sen}(k_z 0) + B\text{cos}(k_z 0)] [C\text{cos}(n\phi) - D\text{sen}(n\phi)] EJ_n(k_c\rho) = 0. \quad (3.46)$$

Daí, $B = 0$. Então,

$$E_\rho = -\frac{j\omega\mu n}{k_c^2\rho} A\text{sen}(k_z z) [C\text{cos}(n\phi) - D\text{sen}(n\phi)] EJ_n(k_c\rho). \quad (3.47)$$

Agora, usando a condição de contorno (3.36c) em (3.47), tem-se

$$E_\rho(z = h) = -\frac{j\omega\mu n}{k_c^2\rho} A\text{sen}(k_z h) [C\text{cos}(n\phi) - D\text{sen}(n\phi)] EJ_n(k_c\rho) = 0. \quad (3.48)$$

Para que essa igualdade seja satisfeita, $\text{sen}(k_z h) = 0$. Logo, o argumento da função seno deve ser múltiplo inteiro de π . Assim, $k_z h = p\pi$, com $p \in \mathbb{Z}$.

Por consequência,

$$k_z = \frac{p\pi}{h}. \quad (3.49)$$

Sabendo que a constante de propagação em um meio sem perdas é dada por

$$k^2 = \omega^2 \varepsilon \mu, \quad (3.50)$$

e adicionalmente,

$$k^2 = k_c^2 + k_z^2, \quad (3.51)$$

é possível determinar a frequência de ressonância para o modo TE^z de uma CDRA com carregamento, substituindo (3.43) e (3.49) em (3.51), e, por fim, igualando-a com (3.50), obtém-se

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{\chi_{nm}}{a}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2}. \quad (3.52)$$

3.2.2 Modos TM^z

Neste modo de ressonância, $H_z = 0$ e $E_z \neq 0$. A equação da onda a ser solucionada é

$$\nabla^2 E_z + k^2 E_z = 0, \quad (3.53)$$

cuja solução geral, descrita no Anexo B, é dada por

$$E_z = [A \operatorname{sen}(k_z z) + B \operatorname{cos}(k_z z)] [C \operatorname{sen}(n\phi) + D \operatorname{cos}(n\phi)] E J_n(k_c \rho). \quad (3.54)$$

Dado que para o modo ressonante TM^z , $H_z = 0$, a componente de campo elétrico E_ϕ para este modo é

$$E_\phi = \frac{1}{k_c^2 \rho} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \phi \partial z}. \quad (3.55)$$

Substituindo (3.54) em (3.55) e obtendo sua derivada em relação à variável ϕ , resulta que

$$E_\phi = \frac{k_z n}{k_c^2 \rho} [A \operatorname{cos}(k_z z) - B \operatorname{sen}(k_z z)] [C \operatorname{cos}(n\phi) - D \operatorname{sen}(n\phi)] E J_n(k_c \rho). \quad (3.56)$$

Agora, usando a condição de contorno (3.36d) em (3.56), obtém-se

$$E_\phi = \frac{k_z n}{k_c^2 \rho} [A \operatorname{cos}(k_z 0) - B \operatorname{sen}(k_z 0)] [C \operatorname{cos}(n\phi) - D \operatorname{sen}(n\phi)] E J_n(k_c \rho) = 0. \quad (3.57)$$

Da equação anterior, chega-se a $A = 0$. Então,

$$E_\phi = -\frac{k_z n}{k_c^2 \rho} B \operatorname{sen}(k_z z) [C \operatorname{cos}(n\phi) - D \operatorname{sen}(n\phi)] E J_n(k_c \rho). \quad (3.58)$$

Agora, usando a condição de contorno (3.36c) em (3.58), resulta que

$$E_\phi = -\frac{k_z n}{k_c^2 \rho} B \operatorname{sen}(k_z h) [C \operatorname{cos}(n\phi) - D \operatorname{sen}(n\phi)] E J_n(k_c \rho) = 0, \quad (3.59)$$

e, para que a igualdade em (3.59) seja satisfeita, $\operatorname{sen}(k_z h) = 0$. Logo, o argumento da função seno deve ser múltiplo inteiro de π . Assim, $k_z h = p\pi$, com $p \in \mathbb{Z}$.

Por consequência,

$$k_z = \frac{p\pi}{h}. \quad (3.60)$$

Por sua vez, a componente H_ϕ , para o modo TM^z , é escrita como

$$H_\phi = -\frac{j\omega\varepsilon}{k_c^2} \frac{\partial E_z}{\partial \rho}. \quad (3.61)$$

Substituindo (3.54) em (3.61) e obtendo sua derivada em relação a variável ρ , resulta em

$$H_\phi = -\frac{j\omega\varepsilon}{k_c^2} [A\text{sen}(k_z z) + B\text{cos}(k_z z)] [C\text{sen}(n\phi) + D\text{cos}(n\phi)] E J'_n(k_c \rho). \quad (3.62)$$

Aplicando a condição de contorno (3.36e) em (3.62), resulta em

$$H_\phi = -\frac{j\omega\varepsilon}{k_c^2} [A\text{sen}(k_z z) + B\text{cos}(k_z z)] [C\text{sen}(n\phi) + D\text{cos}(n\phi)] E J'_n(k_c a) = 0. \quad (3.63)$$

Para que a igualdade em (3.63) seja válida, $J'_n(k_c a) = 0$. Definindo as raízes de J'_n como sendo χ'_{nm} , então

$$J'_n(\chi'_{nm}) = 0. \quad (3.64)$$

Por consequência,

$$\chi'_{nm} = k_c a, \quad (3.65)$$

ou

$$k_c = \frac{\chi'_{nm}}{a}, \quad (3.66)$$

com $n \in \mathbb{Z}_+$ e $m \in \mathbb{Z}_+^*$.

Substituindo (3.60) e (3.66) em (3.51), tem-se

$$k^2 = \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{\chi'_{nm}}{a}\right)^2. \quad (3.67)$$

Por fim, substituindo k^2 por (3.50) e isolando a frequência, obtém-se a equação da frequência de ressonância para o modo TM^z , dada por

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{\chi'_{nm}}{a}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2}. \quad (3.68)$$

3.2.3 Análise da Frequência de Ressonância de uma CDRA com carregamento metálico

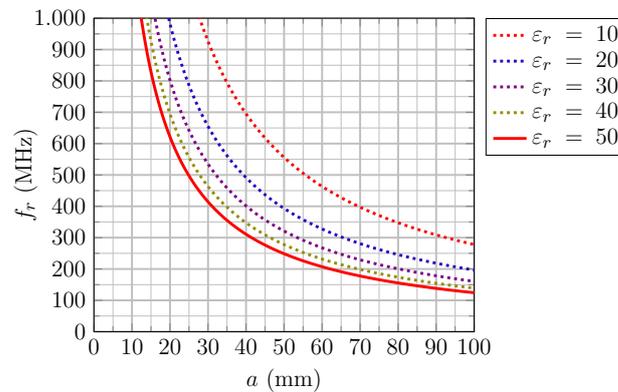
Dada a presença da superfície metálica no topo do cilindro dielétrico, o campo elétrico na região interna do mesmo é constante em relação ao eixo z , ou seja, E_z não deve sofrer variações na direção axial no modo fundamental. Para garantir isso, em (3.52) e (3.68), o índice p , necessariamente, deve ser zero.

Fazendo, então, $p = 0$, f_r passa a depender, somente, do raio do cilindro e dos valores das raízes χ_{nm} ou χ'_{nm} , conforme o modo desejado, e também das propriedades

eletromagnéticas do material que forma o cilindro dielétrico. Das Tabelas 5 e 6, observa-se que o menor valor das raízes χ_{nm} e χ'_{nm} é para o caso χ'_{11} , cujo valor corresponde a 1,8412. Portanto, para uma CDRA com carregamento o modo de ressonância dominante é o TM_{110}^z .

Utilizando (3.68), com $m = 1$, $n = 1$ e $p = 0$, foi realizado um estudo analítico considerando diversos valores de ε_r . O intuito desta análise é obter a dimensão do raio a necessário para que a CDRA opere em 401 MHz. Na Figura 25, é apresentada a variação da frequência de ressonância f_r pelo raio a de uma CDRA com carregamento operando em seu modo fundamental para vários valores de ε_r . Verifica-se nesta figura que na frequência de interesse ocorre uma grande variação entre os valores de raio entre os casos $\varepsilon_r = 10$ e $\varepsilon_r = 20$, na ordem de 20 mm. Esta diferença tende a diminuir conforme o valor de ε_r aumenta. Portanto, levando-se em consideração o fato da largura de banda de operação ser influenciada pelo valor de ε_r e que, a partir de determinados valores de constante dielétrica, o valor do raio não sofre significativas variações, é aceitável considerar ideal é o uso de $\varepsilon_r = 30$.

Figura 25 – Variação da frequência de ressonância pelo raio do ressonador dielétrico para o modo TM_{110}^z .

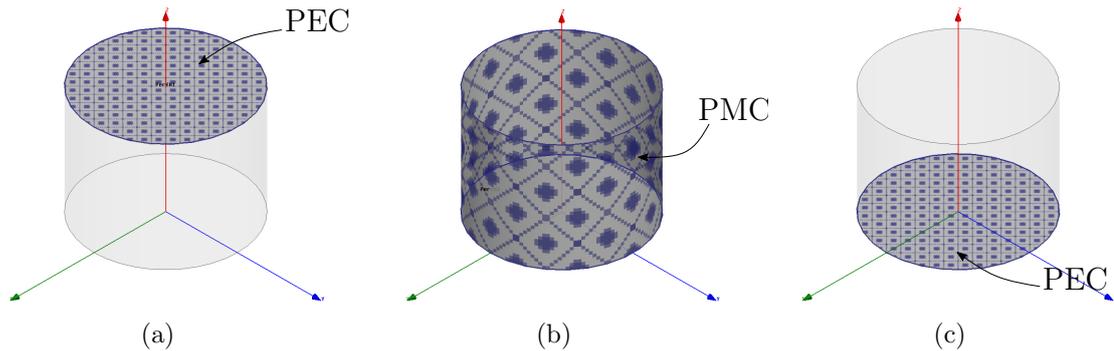


Fonte: Autoria própria.

Para verificar a precisão do método analítico, foram realizadas simulações eletromagnéticas usando o *software* Ansys HFSS configurado para a solução *Eigenmodes*. Para isso, as superfícies superior e inferior do cilindro foram modeladas como PEC (Figura 26(a) e 26(c)) e a face lateral como PMC (Figura 26(b)). Além disso, para estas simulações, foram consideradas três valores para a razão a/h e obtidas as respectivas frequências de ressonância. As três razões a/h levadas em conta foram: $a/h = 0,5$; $a/h = 0,7$ e $a/h = 1,2$. Os resultados obtidos são descritos na Tabela 9, juntamente com os respectivos valores de ε_r e a de cada caso. Os resultados de $f_{r_{HFSS}}$ indicam um desvio em torno de 1,2 % do valor da frequência de interesse em todos os casos. Tal discrepância não representa ser significativa, se considerarmos que foi utilizado um método analítico simplificado. Estas diferenças, entre valores simulados e teórico estão associadas à discretização do cilindro.

Para corrigir isso, conforme descrito na seção 3.1.3, basta utilizar a configuração da aproximação da superfície para uma melhor discretização da estrutura. Ainda dos resultados descritos na Tabela 9, percebe-se claramente que a altura não influenciou no valor da frequência de ressonância obtida. Uma vez que, para as três razões a/h consideradas e para um determinado ε_r , os valores de $f_{r_{HFSS}}$ foram praticamente os mesmos.

Figura 26 – Modelo computacional do cilindro dielétrico para obtenção de sua frequência de ressonância da estrutura com superfícies PEC e PMC.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 9 – Comparação de f_r do modo TM_{110}^z analítica e simulada para várias configurações de raio a e altura h .

ε_r	$a(mm)$	$f_{r_{HFSS}}$ (MHz)		
		$a/h = 0,5$	$a/h = 0,7$	$a/h = 1,2$
10	69,3	405,900	405,894	405,868
20	49,0	405,885	405,934	405,898
30	40,0	405,975	405,978	405,946
40	34,7	405,956	405,961	405,932
50	31,0	405,967	405,968	405,958

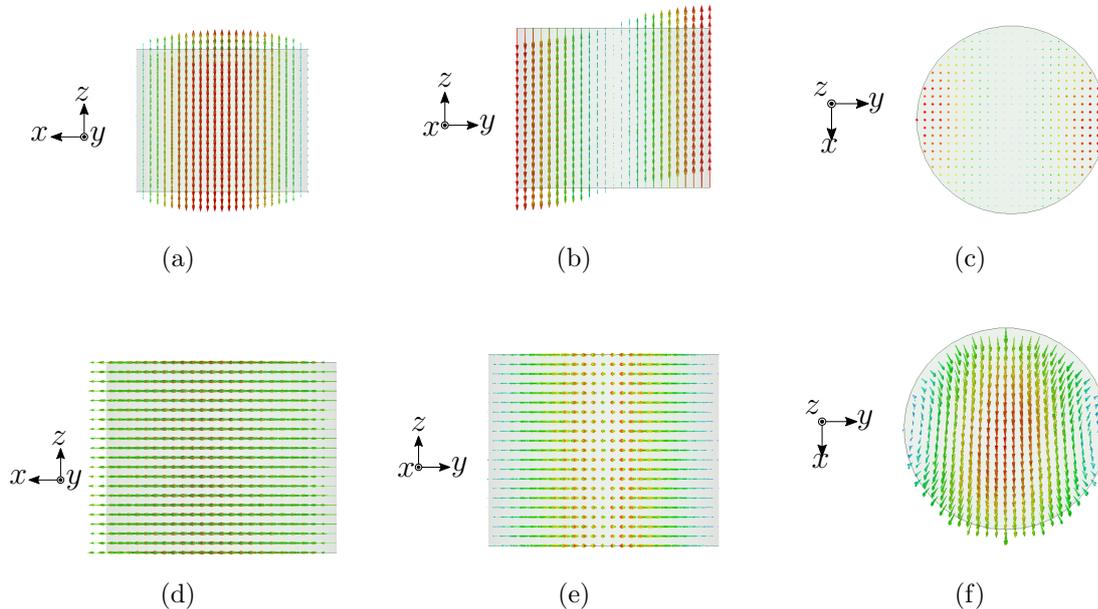
Fonte: Autoria própria.

As linhas de distribuição dos campos elétrico e magnético no interior do cilindro dielétrico de uma CDRA com carregamento metálico operando em seu modo dominante (TM_{110}^z) são mostradas na Figura 27.

3.3 Antena Dielétrica Ressoradora Cilíndrica de Setor Cilíndrico

Na seção 3.2 foi abordada uma técnica de miniaturização de uma CDRA que é baseada no uso de uma camada metálica na superfície superior do cilindro dielétrico. Também foi descrito que é possível obter uma antena com geometria compacta utilizando ε_r alto. Um terceiro método para a redução das dimensões de uma CDRA é fundamentado na natureza dos modos excitados no interior da antena, o qual será tratado nesta seção.

Figura 27 – Distribuições dos campos (a) elétrico e (b) magnético no interior de um ressonador dielétrico cilíndrico com carregamento metálico operando no modo TM_{110}^z .



Fonte: Autoria própria.

No processo de redução das dimensões de uma antena ressonadora dielétrica cilíndrica, uma porção do material dielétrico é removido. Nas faces do setor cilíndrico, são impostas condições de contorno considerando superfícies PEC e PMC, a fim de não modificar a distribuição de campo no interior da estrutura. Esta técnica foi proposta por [53]. No trabalho pioneiro, o autor impôs as condições de fronteira somente nas faces que surgiram com a retirada de parte do dielétrico, deixando a superfície superior do cilindro em aberto, ou seja, modelando-a como PMC.

No presente trabalho, a técnica proposta por [53] será aplicada na antena descrita na seção 3.2. Neste caso, surgirão condições de contorno diferentes das impostas nas estruturas analisadas em [53], especialmente as relacionadas à superfície superior do dielétrico, pois esta face será modelada como uma superfície PEC. Este fato implicará, também, em um modo ressonante dominante diferente ao das antenas estudadas na referência.

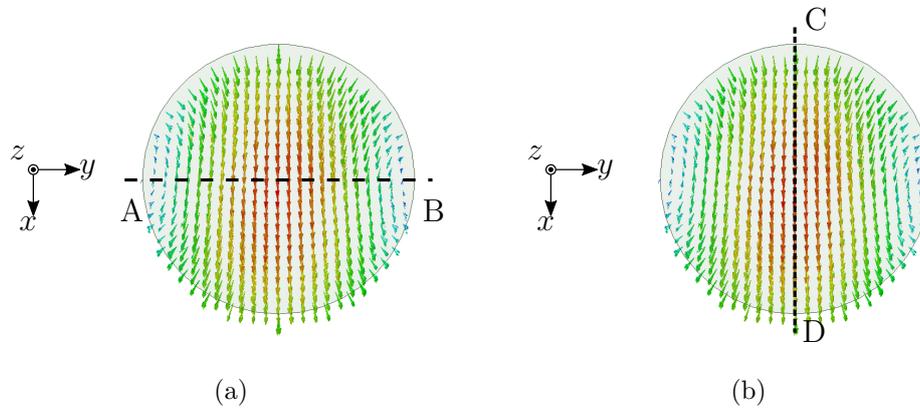
Pode-se observar, na Figura 28(a), que a distribuição do campo magnético no cilindro dielétrico possui uma simetria, destacada pela linha AB. Devido a isso, pode-se introduzir uma parede magnética artificial perpendicular às linhas de campo, pois, sob o ponto de vista eletromagnético e utilizando a teoria de imagem, o fluxo magnético das linhas de campo iriam atravessar esse plano PMC, garantindo a manutenção da distribuição de campo da estrutura original. Cabe destacar que este fundamento somente será válido para materiais dielétricos com ϵ_r elevado, pois para que a interface dielétrico-ar atue como um circuito aberto e cause reflexões internas e, conseqüentemente, mantenha o campo

confinado no interior do dielétrico, o valor do coeficiente de reflexão visto na interface deve aproximar-se de +1. Isto ocorre à medida que o valor da constante dielétrica aumenta, porque

$$\Gamma = \frac{\eta_0 - \eta}{\eta_0 + \eta} = \frac{\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} - \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon}}}{\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} + \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon}}} = \frac{\sqrt{\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}} - 1}{\sqrt{\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}} + 1} = \frac{\sqrt{\varepsilon_r} - 1}{\sqrt{\varepsilon_r} + 1} \underset{\varepsilon_r \rightarrow \infty}{\simeq} +1, \quad (3.69)$$

onde η_0 e η são as impedâncias intrínsecas do ar e do dielétrico, respectivamente. Sob estas condições, a interface dielétrico-ar pode ser aproximada a uma hipotética superfície condutora magnética perfeita [48].

Figura 28 – Distribuição do campo magnético no modo TM_{110}^z de uma antena ressonadora dielétrica cilíndrica com carregamento metálico.



Fonte: Autoria própria.

Agora, observando a Figura 28(b), nota-se que é permitido estabelecer uma superfície PEC ao longo da linha de simetria CD, o que não afeta a distribuição de campo magnético. Pois, uma parede elétrica perfeita requer apenas que as componentes tangenciais do campo elétrico desapareçam nesta superfície. Logo, sua presença não prejudicará o fluxo de campo magnético tangencial à mesma.

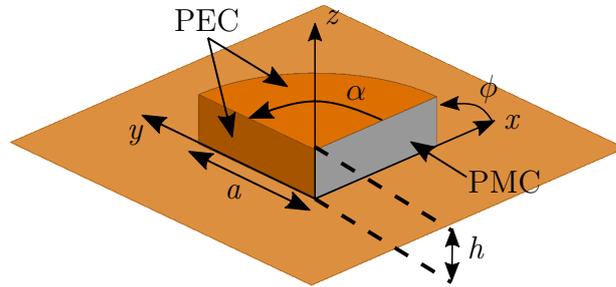
Aplicando os procedimentos descritos e removendo uma porção do dielétrico, a geometria final da DRA de setor cilíndrico é a mostrada na Figura 29. Esta estrutura consiste de uma altura h e raio a . Para uma análise aproximada dos campos eletromagnéticos internos da seção de dielétrico, o modelo da cavidade ressonante será empregado, assim como feito nas seções anteriores.

Nas faces modeladas como PEC da estrutura mostrada na Figura 29, as componentes de campo elétrico tangenciais às superfícies devem ser nulas. Da mesma maneira, as componentes de campo magnético tangenciais às superfícies PMC são zero. Com isso,

- Para as superfícies modeladas como PEC:

$$\hat{n} \times \vec{E} = 0. \quad (3.70)$$

Figura 29 – Geometria resultante aplicando as condições de contorno PEC e PMC em uma CDRA com carregamento metálico.



Fonte: Autoria própria.

- Para a superfície modelada como PMC:

$$\hat{n} \times \vec{H} = 0. \quad (3.71)$$

Por consequência de (3.70) e (3.71), nas quais \hat{n} é o vetor unitário normal à superfície que aponta para fora do dielétrico, as seguintes condições de contorno devem ser impostas:

$$E_z(\phi = \alpha) = 0, \quad (3.72a)$$

$$E_\rho(\phi = \alpha) = 0, \quad (3.72b)$$

$$H_z(\phi = 0) = 0, \quad (3.72c)$$

$$H_\rho(\phi = 0) = 0, \quad (3.72d)$$

$$E_\rho(z = 0) = 0, \quad (3.72e)$$

$$E_\phi(z = 0) = 0, \quad (3.72f)$$

$$E_\rho(z = h) = 0, \quad (3.72g)$$

$$E_\phi(z = h) = 0, \quad (3.72h)$$

$$H_\phi(\rho = a) = 0, \quad (3.72i)$$

$$H_z(\rho = a) = 0. \quad (3.72j)$$

3.3.1 Modos TE^z

Esse modo de ressonância é caracterizado pela presença somente da componente de campo magnético na direção axial. Portanto, $E_z = 0$ e $H_z \neq 0$. A equação da onda a ser solucionada é

$$\nabla^2 H_z + k^2 H_z = 0, \quad (3.73)$$

cuja solução geral é dada por

$$H_z = [A \operatorname{sen}(k_z z) + B \operatorname{cos}(k_z z)] [C \operatorname{sen}(n\phi) + D \operatorname{cos}(n\phi)] E J_n(k_c \rho). \quad (3.74)$$

Nas superfícies modeladas como PMC, as componentes de campo magnético tangenciais a elas devem ser nulas. Portanto, H_z em $\phi = 0$, deve ser zero, conforme estabelecido na condição de contorno (3.72c). Logo, usando esta condição em H_z , resulta que

$$H_z = [A \operatorname{sen}(k_z z) + B \operatorname{cos}(k_z z)] [C \operatorname{sen}(0) + D \operatorname{cos}(0)] E J_n(k_c \rho) = 0. \quad (3.75)$$

Por consequência, $D = 0$, para que a igualdade em (3.75) seja válida. Em decorrência disso, a componente H_z passa a ser escrita como

$$H_z = [A \operatorname{sen}(k_z z) + B \operatorname{cos}(k_z z)] C \operatorname{sen}(n\phi) E J_n(k_c \rho). \quad (3.76)$$

A componente E_ρ em função de H_z é dada por

$$E_\rho = -\frac{j\omega\mu n}{k_c^2 \rho} [A \operatorname{sen}(k_z z) + B \operatorname{cos}(k_z z)] C \operatorname{cos}(n\phi) E J_n(k_c \rho). \quad (3.77)$$

Aplicando a condição de contorno (3.72b) em (3.77), faz com que

$$E_\rho = -\frac{j\omega\mu n}{k_c^2 \rho} [A \operatorname{sen}(k_z z) + B \operatorname{cos}(k_z z)] C \operatorname{cos}(n\alpha) E J_n(k_c \rho) = 0, \quad (3.78)$$

o que exige $\operatorname{cos}(n\alpha) = 0$. Isso ocorrerá quando $n\alpha$ assumir valores múltiplos ímpares de $\pi/2$. Portanto,

$$n\alpha = \frac{\nu\pi}{2}. \quad (3.79)$$

Implicando em,

$$n = \frac{\nu\pi}{2\alpha}, \quad (3.80)$$

sendo $n = 1, 3, 5, \dots$

A componente H_ϕ em função de H_z é

$$H_\phi = -\frac{k_z n}{k_c^2 \rho} [A \operatorname{cos}(k_z z) - B \operatorname{sen}(k_z z)] C \operatorname{cos}(n\phi) E J_n(k_c \rho). \quad (3.81)$$

Impondo a esta equação a condição de contorno (3.72i), resulta que

$$H_\phi = -\frac{k_z n}{k_c^2 a} [A \operatorname{cos}(k_z z) - B \operatorname{sen}(k_z z)] C \operatorname{cos}(n\phi) E J_n(k_c a) = 0. \quad (3.82)$$

Essa igualdade será verdadeira se $J_n(k_c a) = 0$. Se as raízes de $J_n(k_c a)$ forem definidas como χ_{nm} . Então, $\chi_{nm} = k_c a$. Portanto,

$$k_c = \frac{\chi_{nm}}{a}, \quad (3.83)$$

com $n = 1, 3, 5, \dots$, e $m \in \mathbb{Z}_+^*$.

Na superfície $z = 0$, a componente E_ρ deve ser nula. Portanto, impondo a condição de contorno (3.72e) em (3.77), resulta que

$$E_\rho = -\frac{j\omega\mu n}{k_c^2 \rho} [A \operatorname{sen}(0) + B \operatorname{cos}(0)] C \operatorname{cos}(n\phi) E J_n(k_c \rho) = 0, \quad (3.84)$$

implicando em $B = 0$. Daí, portanto,

$$E_\rho = -\frac{j\omega\mu n}{k_c^2 \rho} A \operatorname{sen}(k_z z) C \operatorname{cos}(n\phi) E J_n(k_c \rho). \quad (3.85)$$

Agora, aplicando a condição de fronteira (3.72g) em (3.85), resulta em

$$E_\rho = -\frac{j\omega\mu n}{k_c^2 \rho} A \operatorname{sen}(k_z h) C \operatorname{cos}(n\phi) E J_n(k_c \rho) = 0. \quad (3.86)$$

O que será verdadeiro quando $\operatorname{sen}(k_z h) = 0$. Isso ocorrerá para $k_z h$ múltiplos de π . Daí, $k_z h = p\pi$. Consequentemente,

$$k_z = \frac{p\pi}{h}, \quad (3.87)$$

com $p \in \mathbb{Z}_+$.

Da definição do número de onda de corte k_c e isolando a constante de propagação k , resulta em

$$k = \sqrt{k_c^2 + k_z^2}. \quad (3.88)$$

Substituindo (3.83) e (3.87) em (3.88), implica que

$$k = \sqrt{\left(\frac{\chi_{nm}}{a}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2}. \quad (3.89)$$

Portanto, a frequência de ressonância para os modos TE^z é dada por

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{\varepsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{\chi_{nm}}{a}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2}. \quad (3.90)$$

3.3.2 Modos TM^z

Para o modo TE^z , $H_z = 0$ e $E_z \neq 0$. A equação da onda a ser solucionada é

$$\nabla^2 E_z + k^2 E_z = 0, \quad (3.91)$$

cuja solução geral, descrita no Anexo B, é dada por

$$E_z = [A \operatorname{sen}(k_z z) + B \operatorname{cos}(k_z z)] [C \operatorname{sen}(n\phi) + D \operatorname{cos}(n\phi)] E J_n(k_c \rho). \quad (3.92)$$

A presença de superfície PMC em $\phi = 0$, impõe condições de contorno às componentes transversais ao vetor normal \hat{n} desta face, dadas por (3.72c) e (3.72d). No entanto, nos modos TM^z , H_z é nula. Fazendo com que somente H_ρ esteja sujeita à condição de contorno nesta face. A componente H_ρ em função apenas de E_z é dada como

$$H_\rho = \frac{j\omega\epsilon n}{k_c^2 \rho} [A \operatorname{sen}(k_z z) + B \operatorname{cos}(k_z z)] [C \operatorname{cos}(n\phi) - D \operatorname{sen}(n\phi)] E J_n(k_c \rho). \quad (3.93)$$

Aplicando a condição de fronteira (3.72d) em (3.93), resulta

$$H_\rho = \frac{j\omega\epsilon n}{k_c^2 \rho} [A \operatorname{sen}(k_z z) + B \operatorname{cos}(k_z z)] [C \operatorname{cos}(0) - D \operatorname{sen}(0)] E J_n(k_c \rho) = 0. \quad (3.94)$$

Para que esta igualdade seja verdadeira, $C = 0$. Consequentemente, E_z passa a ser escrita como

$$E_z = [A \operatorname{sen}(k_z z) + B \operatorname{cos}(k_z z)] D \operatorname{cos}(n\phi) E J_n(k_c \rho). \quad (3.95)$$

Já a presença de uma superfície PEC em $\phi = \alpha$, impõem condições de contorno às componentes E_z e E_ρ , conforme (3.72a) e (3.72b). Dessa forma, aplicando a condição de fronteira (3.72a) em (3.95), resulta em

$$E_z = [A \operatorname{sen}(k_z z) + B \operatorname{cos}(k_z z)] D \operatorname{cos}(n\alpha) E J_n(k_c \rho) = 0, \quad (3.96)$$

que será satisfeita se, somente se, $\operatorname{cos}(n\alpha) = 0$. Isso ocorre apenas quando o argumento $n\alpha$ da função cosseno for valores múltiplos ímpares de $\pi/2$. Portanto,

$$n\alpha = \frac{\nu\pi}{2}, \quad (3.97)$$

Isolando n em (3.97), tem-se

$$n = \frac{\nu\pi}{2\alpha}, \quad (3.98)$$

sendo $n = 1, 3, 5, \dots$

A componente H_ϕ para o modo TM^z é definida por (3.61). Substituindo (3.96) em (3.61) e obtendo a derivada de E_z em relação a ρ , H_ϕ é escrita como

$$H_\phi = -\frac{j\omega\epsilon}{k_c^2} [A \operatorname{sen}(k_z z) + B \operatorname{cos}(k_z z)] D \operatorname{cos}(n\phi) E J_n'(k_c \rho). \quad (3.99)$$

Aplicando a condição de contorno (3.72i) em (3.99), resulta em

$$H_\phi = -\frac{j\omega\varepsilon}{k_c^2} [A \operatorname{sen}(k_z z) + B \operatorname{cos}(k_z z)] D \operatorname{cos}(n\phi) E J'_n(k_c a) = 0. \quad (3.100)$$

Definindo χ'_{nm} como sendo as raízes que satisfazem $J'_n(k_c a) = 0$, o número de onda k_c pode ser definido como

$$k_c = \frac{\chi'_{nm}}{a}, \quad (3.101)$$

onde $m \in \mathbb{Z}_+^*$ e $n = 1, 3, 5, \dots$

Em $z = 0$, E_ρ deve ser nula. Escrevendo essa componente em função de E_z e impondo a ela a condição de contorno (3.72e), resulta em

$$E_\rho = \frac{k_z}{k_c} [A \operatorname{cos}(0) - B \operatorname{sen}(0)] D \operatorname{cos}(n\phi) E J'_n(k_c \rho) = 0, \quad (3.102)$$

implicando que $A = 0$. Então

$$E_\rho = -\frac{k_z}{k_c} B \operatorname{sen}(k_z z) D \operatorname{cos}(n\phi) E J'_n(k_c \rho). \quad (3.103)$$

Aplicando a condição de contorno (3.72g) em (3.103), resulta em

$$E_\rho = -\frac{k_z}{k_c} B \operatorname{sen}(k_z h) D \operatorname{cos}(n\phi) E J'_n(k_c \rho) = 0. \quad (3.104)$$

Para que a igualdade em (3.104) seja satisfeita, $\operatorname{sen}(k_z h) = 0$. Assim, o argumento da função seno deve ser múltiplo inteiro de π . Desta forma, $k_z h = p\pi$, com $p \in \mathbb{Z}_+$. Por consequência,

$$k_z = \frac{p\pi}{h}. \quad (3.105)$$

Usando a definição do número de onda de corte k_c e isolando a constante de propagação k , tem-se

$$k = \sqrt{k_c^2 + k_z^2}, \quad (3.106)$$

e utilizando (3.101) e (3.105), resulta em

$$k = \sqrt{\left(\frac{\chi'_{nm}}{a}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2}, \quad (3.107)$$

e sabendo que $k = \omega\sqrt{\varepsilon\mu}$, a frequência de ressonância para os modos TM^z é dada por

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{\varepsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{\chi'_{nm}}{a}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2}. \quad (3.108)$$

3.3.3 Análise da Frequência de Ressonância de uma DRA de setor cilíndrico

Como pode-se observar, as equações obtidas para a frequência de ressonância de uma DRA de setor cilíndrico são semelhantes às da CDRA com carregamento descritas na seção 3.2. A sutil diferença está nos valores que o índice n pode assumir em (3.90) e (3.108), sendo estes valores números ímpares positivos.

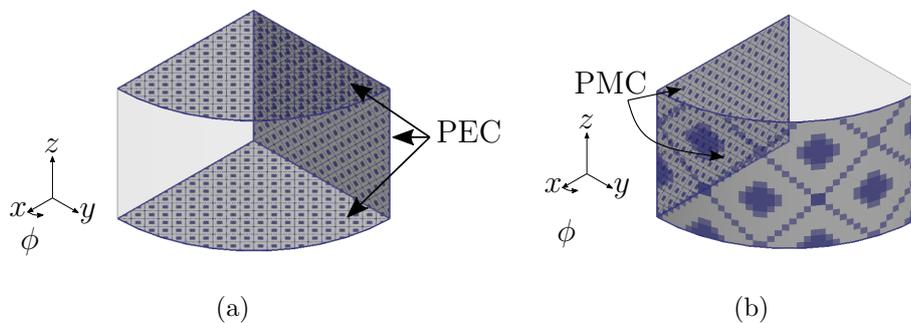
Da (3.108), nota-se que a frequência de ressonância de uma DRA de setor cilíndrico, de raio a e altura h , depende somente dos valores de χ'_{nm} , a partir do valor do índice n .

Assim como na CDRA com carregamento, o campo elétrico é constante na direção axial da DRA de setor cilíndrico, dada a presença da metalização da superfície superior do dielétrico. Devido a isto, o índice p , neste caso, também, deve ser zero. Levando-se em conta esta observação, o modo dominante para uma DRA de setor cilíndrico, com o parâmetro $\alpha = \pi/2$ é o TM_{110}^z .

Ao considerar um setor com porção de dielétrico $\alpha = \pi/2$, e com os índices $m = 1$ e $p = 0$, utilizando (3.108), os valores do raio a para uma DRA de setor cilíndrico serão os mesmos de uma CDRA com carregamento. Isto ocorre devido às duas estruturas estarem operando no modo TM_{110}^z . No entanto, corre uma redução do em termos de volume, já que 3/4 do dielétrico é removido para formar a DRA de setor cilíndrico.

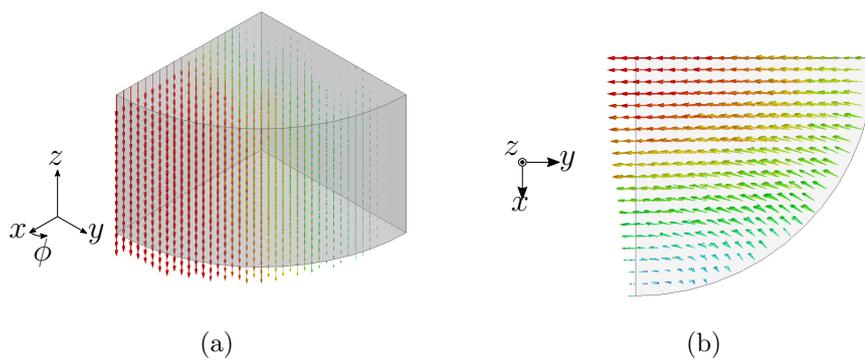
Buscando observar os comportamentos dos campos elétrico e magnético no interior da estrutura de setor cilíndrico, foi realizada uma simulação eletromagnética considerando uma DRA de raio $a = 69,3$ mm, altura $h = 57,75$ mm e $\varepsilon_r = 10$, com frequência central de operação em 401 MHz. As superfícies da estrutura foram configuradas conforme ilustrado na Figura 30. A face em $\phi = \pi/2$ foi modelada como PEC, enquanto que a superfície em $\phi = 0$ como PMC. Já as superfícies em $z = 0$ e $z = h$ foi configurada como PEC e a superfície circunferencial modelada como PMC. A distribuição do campo eletromagnético obtida no interior da estrutura é a mostrada na Figura 31.

Figura 30 – Configurações das superfícies do modelo computacional de uma DRA de setor cilíndrico com carregamento metálico.



Fonte: Autoria própria.

Figura 31 – Distribuição das linhas de (a) campo elétrico e do (b) campo magnético no interior de um ressonador dielétrico de setor cilíndrico com carregamento metálico operando no modo TM_{110}^z .



Fonte: Autoria própria.

4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

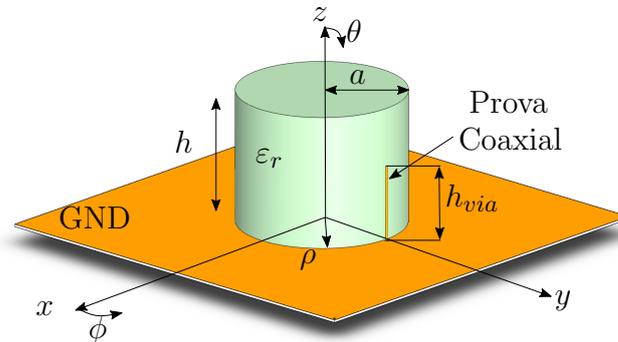
No capítulo 3, foi realizada uma abordagem matemática de três modelos de antenas dielétricas ressoadoras cilíndricas, de forma a descrever os passos para a obtenção da frequência de ressonância de cada antena para os modos TE e TM. Já neste capítulo, serão abordados os resultados computacionais e experimentais que caracterizam essas antenas. Desta forma, a caracterização computacional de uma DRA cilíndrica e de setor cilíndrico operando em UHF é realizada. Já para possibilitar a construção de protótipos de DRAs com materiais dielétricos disponíveis no LEMA, optou-se em elevar a frequência de operação, passando-se a considerar para as CDRA a frequência de 2,26 GHz (Banda S) e para as DRAs de setor cilíndrico a frequência de 1,575 GHz (Banda L). Assim, neste capítulo, a caracterização experimental de uma CDRA compacta em banda S é discutida. Por fim, o projeto e validação do protótipo de uma DRA de setor cilíndrico operando em 1,575 GHz são apresentados.

4.1 Antenas Dielétricas Ressoadoras Linearmente Polarizadas em UHF

O primeiro modelo de antena para o sistema de *uplink* do nanossatélite CONASAT-2 trata-se de uma antena dielétrica ressoadora cilíndrica linearmente polarizada (LP-CDRA, do inglês, *linearly polarized dielectric resonator antenna*), excitada por uma ponta de prova coaxial de altura h_{via} , conforme a Figura 32. Uma vantagem do uso de prova coaxial é a realização do acoplamento eletromagnético em um sistema com impedância característica de 50Ω sem a necessidade do uso de técnicas de casamento de impedância adicionais. Para o projeto desta antena, dois valores de permissividade elétrica relativa do material foram levados em conta, sendo eles: $\epsilon_r = 30$ e $\epsilon_r = 50$. Para uma estimativa inicial das dimensões do cilindro dielétrico, foi considerado raio $a = 50$ mm (para o caso de $\epsilon_r = 30$) e $a = 40$ mm (para $\epsilon_r = 50$) e sua altura foi determinada através de (3.28). Os valores teóricos obtidos para as dimensões do cilindro dielétrico são descritos na Tabela 10. Tendo definidas as dimensões iniciais da antena, o modelo computacional da antena foi construído no *software* de simulação eletromagnética Ansys HFSS. O plano de terra da LP-CDRA está sustentado sobre o laminado de micro-ondas FR4 com dupla camada de cobre, cujas especificações são as seguintes: espessura de 1,5 mm (sendo 1,43 mm a espessura do dielétrico e 0,035 mm a espessura de cada camada de cobre), $\epsilon_r = 4,4$ e $\tan \delta = 0,02$. As dimensões do GND são 200×200 mm². Como o método da cavidade ressonante descrito no capítulo anterior não levou em consideração a excitação da antena, ajustes no raio e na altura do cilindro dielétrico para se obter um melhor casamento de impedância foram necessários. As dimensões finais estão descritas na Tabela 10. Pelos valores expostos, pode-se observar que foram alcançadas dimensões menores com o uso do material dielétrico com $\epsilon_r = 50$. No entanto, o desempenho operacional desta antena foi deteriorado.

Os resultados computacionais em termos de parâmetros S e ganho, para ambos

Figura 32 – Geometria básica de uma antena dielétrica ressoadora cilíndrica linearmente polarizada.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 10 – Valores das dimensões das antenas dielétricas ressoadoras cilíndricas linearmente polarizadas.

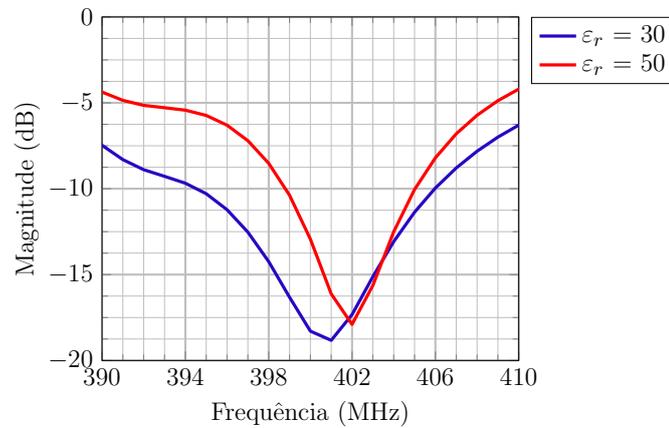
ϵ_r	Teórico		Simulado		
	a (mm)	h (mm)	a (mm)	h (mm)	h_{via} (mm)
30	50,00	56,97	53,20	71,80	43,90
50	40,00	33,71	42,20	57,00	32,00

Fonte: Autoria própria.

os valores de ϵ_r , são mostrados nas Figuras 33 e 34, respectivamente. Conforme esperado, obteve-se uma maior largura de banda de operação (BW) para a antena dielétrica de menor ϵ_r . Para o caso de $\epsilon_r = 30$ foi obtido $BW = 14,45$ MHz (2,85 % da frequência central de operação), enquanto que para $\epsilon_r = 50$, $BW = 6,23$ MHz (1,55 % de f_r). Na Figura 34, são apresentados os resultados computacionais dos diagramas de irradiação das duas LP-CDRAs para as componentes θ e ϕ , no plano xz ($\phi = 0^\circ$). Os níveis de ganhos obtidos, para $\theta = 0^\circ$, equivalem a 3,53 dBi e 3,00 dBi, para $\epsilon_r = 30$ e $\epsilon_r = 50$, respectivamente. Como pode-se notar, as antenas, em ambos os casos, possuem um nível de rejeição à polarização cruzada maior que 30 dB, conforme indicado pelo ponto azul no centro dos diagramas de irradiação. Porém, elas apresentam uma forte irradiação traseira, devido ao tamanho do plano de terra da antena, impactando no nível do parâmetro razão frente-costas, equivalente a 2,28 dB para a LP-CDRA com $\epsilon_r = 30$ e 2,21 dB para a antena com $\epsilon_r = 50$.

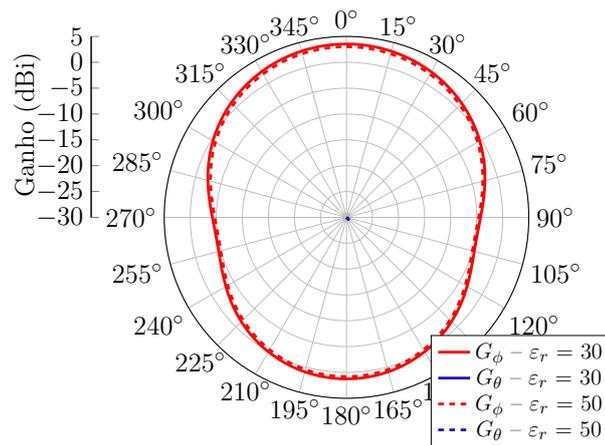
As dimensões obtidas, principalmente em termos de altura, fazem com que o modelo da antena proposto dificilmente seja utilizado no nanossatélite CONASAT-2, devido à antena não possuir um baixo perfil. A fim de atender de maneira razoável a este requisito, buscou-se o emprego de uma técnica de miniaturização de antenas dielétricas ressoadoras, que consiste no uso de uma camada metálica na superfície superior do cilindro

Figura 33 – Resultados computacionais dos parâmetro S das antenas dielétricas ressoadoras cilíndricas linearmente polarizadas propostas.



Fonte: Autoria própria.

Figura 34 – Diagrama de irradiação simulado no plano $\phi = 0^\circ$.



Fonte: Autoria própria.

dielétrico. De acordo com o que foi exposto na seção 3.2, a metalização da face superior do cilindro faz com que ocorra uma redução na frequência de ressonância da antena e uma estrutura de dimensões reduzidas seja obtida.

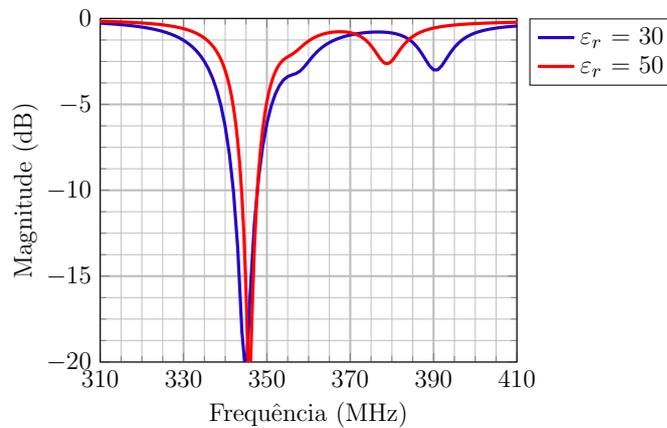
Adicionando-se uma camada de cobre com espessura de 0,035 mm nas LP-CDRAs apresentadas anteriormente, e mantendo-se os mesmos valores de raio e altura, foi realizada uma análise computacional acerca da frequência de ressonância desta nova estrutura, que doravante será denominada LP-CDRA compacta. A variação do módulo do coeficiente de reflexão em função da frequência para cada um dos valores de ϵ_r é mostrada na Figura 35. Como é possível perceber, com a introdução da camada metálica na LP-CDRA de $\epsilon_r = 30$, a antena passou a ressoar na frequência de 345 MHz, enquanto que, para a antena com $\epsilon_r = 50$, a frequência de ressonância é 346 MHz. Para que a antena ressoe na frequência do projeto, é necessário realizar um ajuste em suas dimensões. Isso é possível devido às

características como impedância, diagrama, polarização, entre outros parâmetros, serem invariantes, caso seja aplicado um fator de escala nas dimensões físicas da antena, bem como impor este fator à frequência de operação. O fator de escala (ξ) pode ser obtido fazendo-se

$$\xi = \frac{f'}{f_r}, \quad (4.1)$$

onde f' é a frequência de ressonância obtida e f_r é a frequência de ressonância de projeto (desejada).

Figura 35 – Resultados computacionais dos parâmetros S das LP-CDRAs compactas.

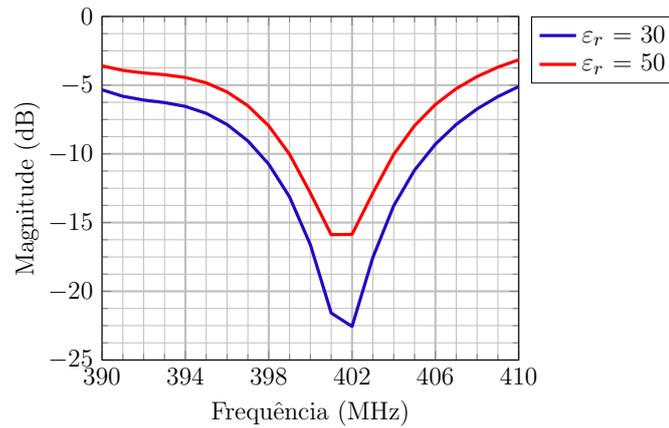


Fonte: Autoria própria.

Aplicando o fator ξ nas dimensões das LP-CDRAs compactas, para operarem em 401 MHz, e realizando novas simulações computacionais, os novos valores obtidos para os parâmetros h , a e h_{via} foram os seguintes: para $\epsilon_r = 30$, $h = 61,5$ mm, $a = 45,5$ mm e $h_{via} = 39$ mm; e para $\epsilon_r = 50$, $h = 49$ mm, $a = 36,2$ mm e $h_{via} = 30$ mm. Em ambas as LP-CDRAs compactas, o plano de terra possui as mesmas características e dimensões do GND das LP-CDRAs. Percebe-se que foram obtidas duas estruturas com dimensões menores do que as antenas analisadas anteriormente. Em termos de volume, foi alcançada uma redução de até 68,4 % entre a maior LP-CDRA e a menor LP-CDRA compacta. Na Figura 36 são apresentadas as curvas de comportamento da variação do coeficiente de reflexão em função da frequência de ambas as antenas compactas. Ao passo que foram obtidas estruturas irradiantes com um perfil mais baixo, ocorreu uma redução na largura de banda de operação das mesmas em comparação com as LP-CDRAs não miniaturizadas. Para a LP-CDRA compacta com $\epsilon_r = 30$, foi obtido $BW = 8,07$ MHz (cerca de 2 % de f_r). Já para a LP-CDRA compacta com $\epsilon_r = 50$, foi obtido $BW = 5,03$ MHz (cerca de 1,25 % de f_r). Os desempenhos das LP-CDRAs compactas em termos de ganho permaneceram quase que inalterados, tendo em vista os níveis obtidos para ambos os casos. Os diagramas de irradiação das antenas miniaturizadas são mostrados na Figura 37. O máximo ganho obtido para a LP-CDRA de $\epsilon_r = 30$ na direção *boresight* foi de 3,48 dBi e, para o caso da antena

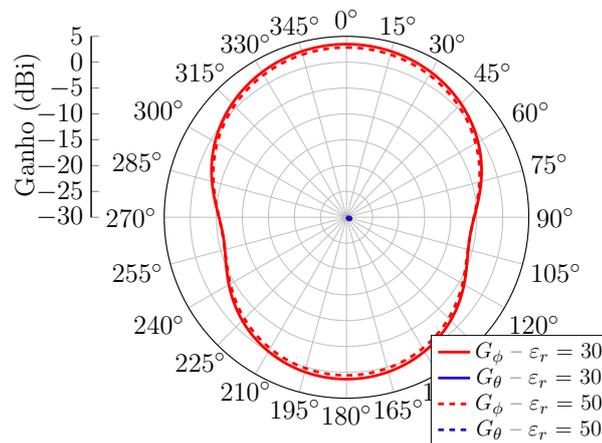
com $\varepsilon_r = 50$, o ganho alcançado foi de 2,85 dBi. Novamente, as antenas apresentaram forte irradiação traseira, o que afeta no resultado final do nível de ganho na direção *boresight*. Isso ocorre devido às dimensões do plano de terra serem eletricamente pequenas em relação ao comprimento de onda de operação das antenas.

Figura 36 – Resultados computacionais dos parâmetros S das LP-CDRAs compactas otimizadas.



Fonte: Autoria própria.

Figura 37 – Diagramas de irradiação simulados no plano $\phi = 0^\circ$ das LP-CDRAs compactas.



Fonte: Autoria própria.

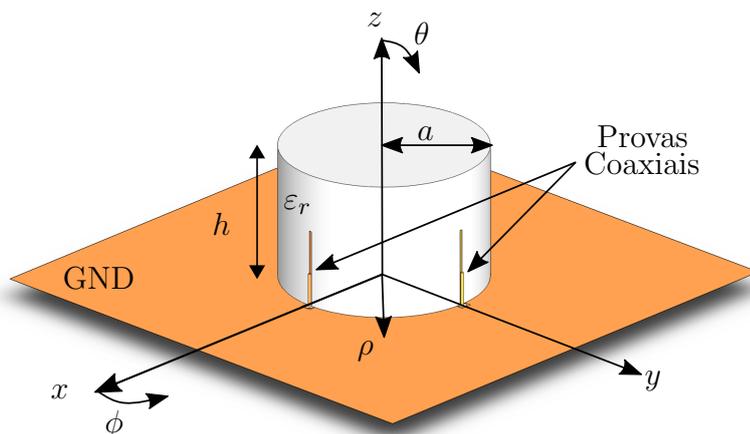
4.2 Antenas Dielétricas Ressonadoras Circularmente Polarizadas em UHF

Na seção anterior, foram tratados dois projetos de LP-CDRAs com diferentes valores de ε_r e, logo a seguir, uma técnica de miniaturização de DRA foi utilizada para serem alcançadas antenas mais compactas. Dos resultados apresentados, verificou-se que as menores dimensões para a LP-CDRA compacta foram obtidas utilizando um material

dielétrico com $\varepsilon_r = 50$, porém com deterioração do desempenho da antena em termos de BW , já que o fator de qualidade de uma DRA aumenta em função de ε_r . Além disso, mesmo utilizando um GND de $200 \times 200 \text{ mm}^2$, a antena apresentou forte irradiação traseira.

Nesta seção, serão apresentados dois projetos de CDRAs excitadas por duas provas coaxiais, obtendo-se, assim, polarização circular. Estas novas antenas serão denominadas CP-CDRA (do inglês, *circularly polarized dielectric resonator antenna*). Para que a antena apresente polarização circular à direita, cada CP-CDRA foi excitada utilizando duas provas coaxiais alimentadas com correntes de mesma amplitude e diferença de fase de 90° , como mostrado na Figura 38. Em seu posicionamento, as provas coaxiais foram instaladas paralelamente à superfície lateral do cilindro dielétrico e perpendicularmente uma à outra. Adicionalmente, a ponta de prova coaxial foi soldada em uma fita metálica, cujas dimensões ajustam o casamento de impedância. Para fins de simulação eletromagnética de ambos os projetos, um material genérico com constante dielétrica $\varepsilon_r = 30$ foi considerado.

Figura 38 – Geometria da antena dielétrica ressoadora cilíndrica circularmente polarizada.



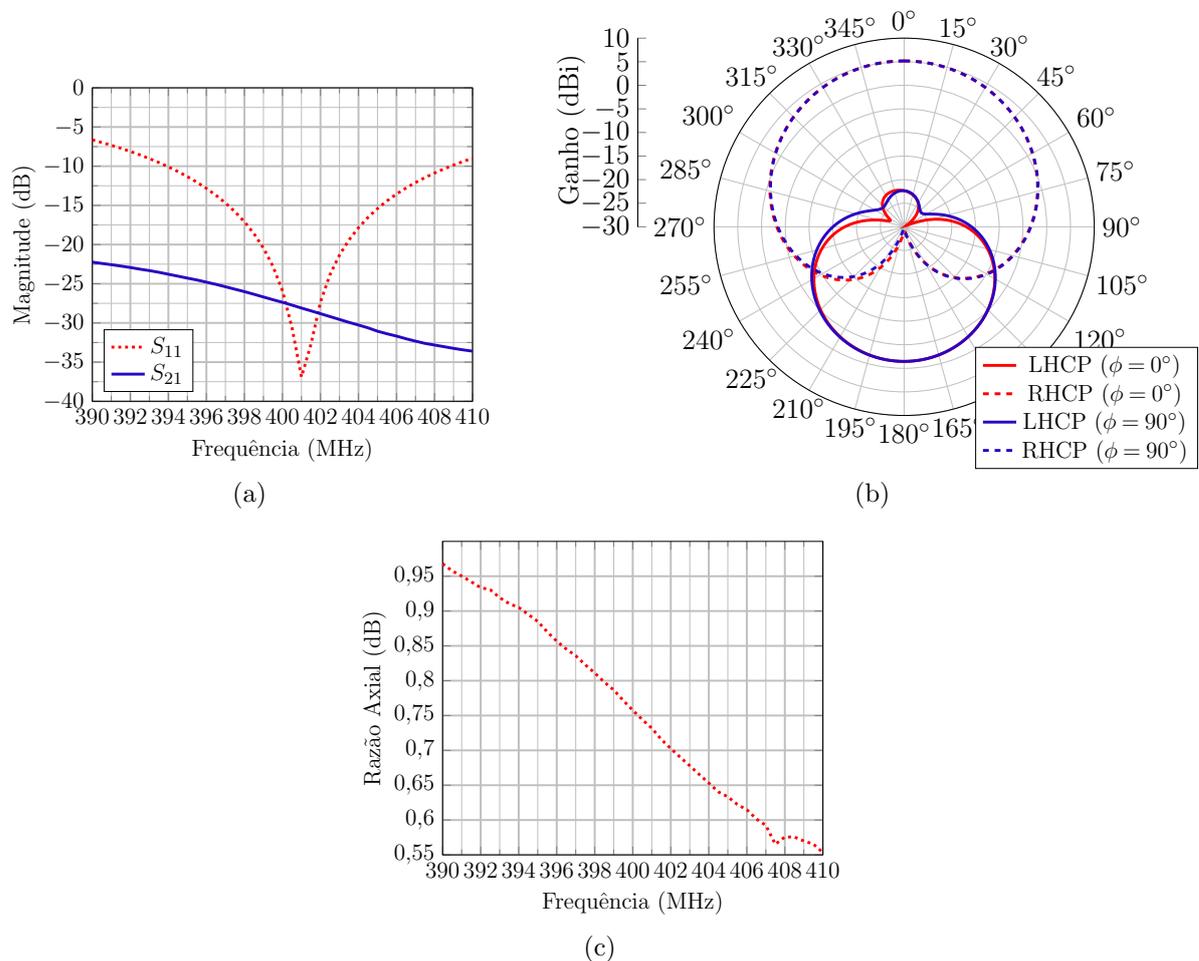
Fonte: Autoria própria.

No projeto de uma CDRA, os parâmetros de projeto são a altura h , o raio a do cilindro e a constante dielétrica ε_r . Como visto no Capítulo 3, o modo dominante de uma CDRA é o TM_{111}^z , o que permite usar a equação (3.28) para estimar os valores iniciais de raio e altura do cilindro dielétrico. Diante dos resultados descritos na Tabela 5, e como se busca uma estrutura compacta, ou seja, pouco volume, optou-se por utilizar como valores iniciais de projeto, raio $a = 50 \text{ mm}$ e altura $h = 57 \text{ mm}$. Através de simulações computacionais realizadas com o software Ansys HFSS, as dimensões foram ajustadas para atingir a frequência central de operação desejada. Assim, os parâmetros de projeto resultantes foram os seguintes: $a = 53,7 \text{ mm}$, $h = 71,96 \text{ mm}$. Já as dimensões da fita metálica são $w_{fita} = 1,36 \text{ mm}$ (largura) e $h_{fita} = 41 \text{ mm}$ (altura). A altura da ponta de prova é $h_{via} = 17,95 \text{ mm}$.

Os resultados numéricos obtidos em termos de parâmetros S , diagrama de irradiação e razão axial são mostrados na Figura 39. Analisando o resultado obtido do parâmetro

S_{11} , Figura 39(a), e considerando a faixa de frequência na qual $S_{11} \leq -10$ dB, a largura de banda obtida corresponde a 14,9 MHz ou 3,7% da frequência de operação. Em termos de diagrama de irradiação, apresentado na Figura 39(b), o ganho obtido para esta antena foi 5,17 dBi e fator de rejeição de polarização cruzada XPD = 27,5 dB. Já o nível da razão frente-costa obtido foi de 6,62 dB. Observa-se, também, que o diagrama de irradiação exibe uma grande irradiação traseira ($90^\circ \leq \theta \leq 270^\circ$), consequência de o tamanho elétrico do GND ser pequeno (135 mm), se comparado com o comprimento de onda no espaço livre (74,8 cm).

Figura 39 – Resultados computacionais dos (a) parâmetros S , (b) diagrama de irradiação e (c) razão axial da antena dielétrica ressonadora cilíndrica.

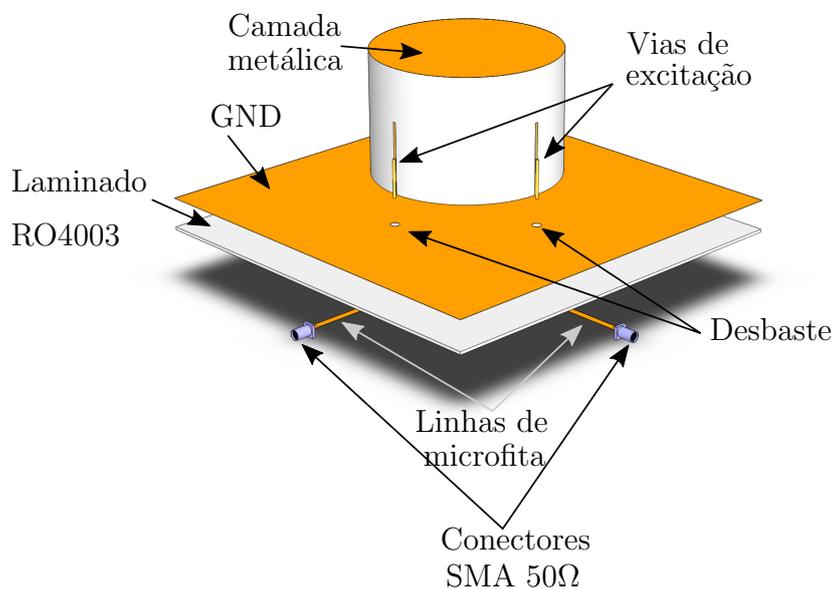


Fonte: Autoria própria.

Para considerar a largura de banda como figura de mérito de uma antena circularmente polarizada, é mais justo avaliar a faixa de frequência para o qual valor da razão axial seja menor que 3 dB. A variação da razão axial pela frequência é apresentada na Figura 39(c), na qual é possível observar que os resultados obtidos são menores que 1 dB em toda a faixa de frequência avaliada. Na frequência de interesse, a razão axial obtida foi 0,73 dB.

Com o objetivo de reduzir o volume da antena, a técnica de miniaturização descrita na Seção 3.2 foi utilizada. Desta forma, uma camada de cobre com $35 \mu\text{m}$ de espessura foi incluída no topo do cilindro dielétrico. Para a integração dos circuitos eletrônicos necessários para operação da CDRA, as pontas de prova coaxiais foram substituídas por vias cilíndricas conectadas às linhas de alimentação feitas em tecnologia de microfita e impressas no substrato RO4003. Este laminado possui as seguintes características eletromagnéticas: $\epsilon_r = 3,38$, tangente de perdas $\tan \delta = 0,002$ e espessura de $1,524 \text{ mm}$ [54]. O diagrama esquemático de alimentação da estrutura é mostrado na Figura 40.

Figura 40 – Geometria da CP-CDRA compacta.



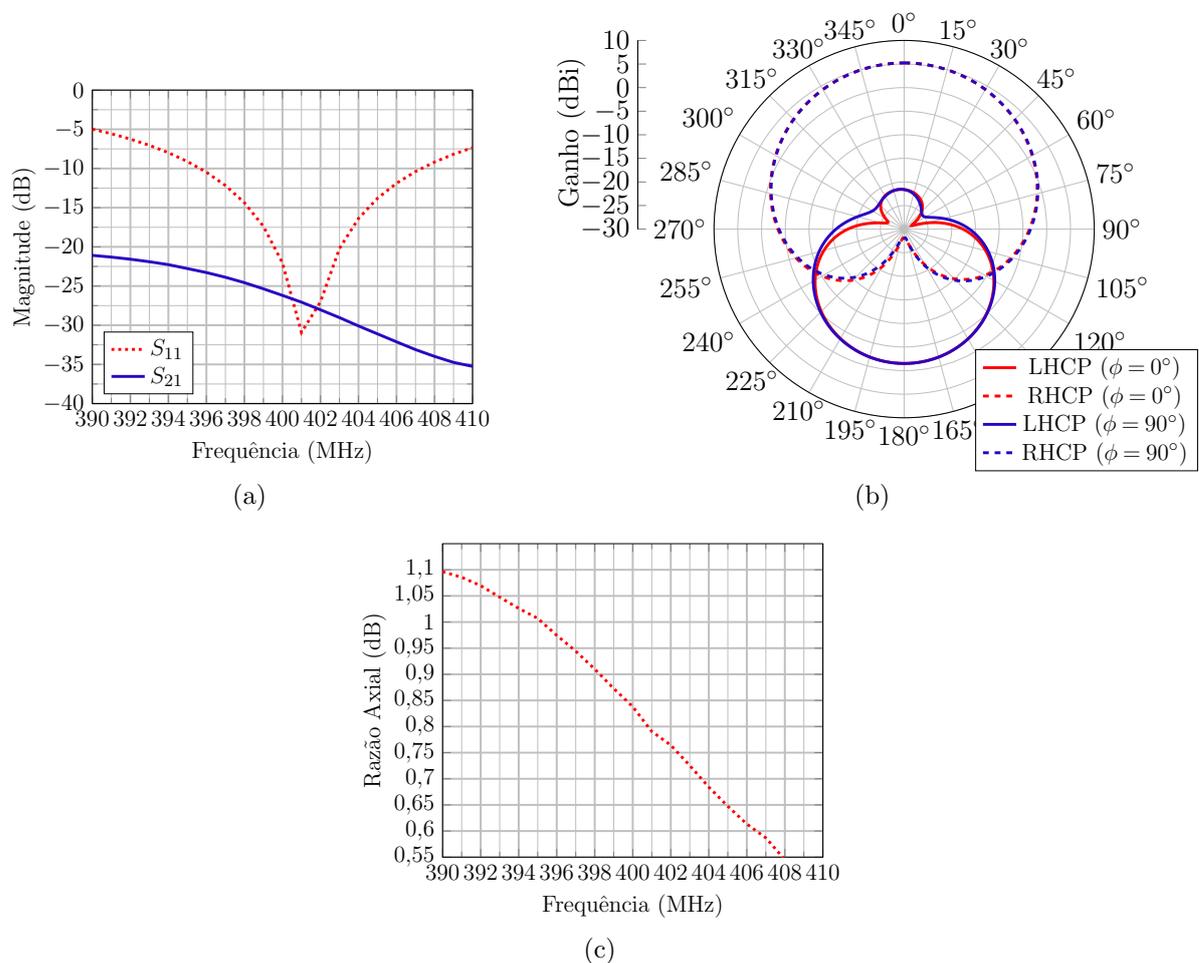
Fonte: Autoria própria.

Como mencionado, a inclusão de uma camada metálica no topo da antena modifica os campos no interior do dielétrico, alterando, assim, sua frequência de ressonância. Por consequência, há a necessidade do ajuste das dimensões da antena, com o intuito de se obter novamente a frequência de ressonância desejada. Assim, novas simulações eletromagnéticas foram realizadas, obtendo-se: $a = 45,65 \text{ mm}$, $h = 61,18 \text{ mm}$ e $h_{fita} = 36,87 \text{ mm}$. Os valores de w_{fita} e h_{via} permaneceram os mesmos da estrutura anterior. O raio do disco metálico considerado foi o mesmo do dielétrico, $a_{disco} = 45,65 \text{ mm}$. Diante dos resultados obtidos, o uso da técnica de miniaturização proporcionou uma redução de $14,8\%$ na dimensão do raio e altura. Já em termos de volume, foi obtida uma redução de $38,2\%$ em relação à estrutura sem o carregamento metálico.

Os resultados computacionais da antena otimizada são mostrados na Figura 41. O resultado obtido para o parâmetro S_{11} , ilustrado pela curva em vermelho na Figura 41(a), demonstra que foi obtido um bom casamento de impedâncias em uma faixa de 11 MHz ou $2,7\%$ da banda de operação da antena. No entanto, o uso da técnica de miniaturização

reduziu a faixa de operação da antena em aproximadamente 4 MHz. Já em termos de ganho, Figura 41(b), o resultado obtido foi 5,23 dBi, valor quase semelhante ao do primeiro projeto (sem carregamento). Os valores obtidos para rejeição de polarização cruzada e razão frente-costa são, respectivamente: XPD = 26,8 dB e 6,74 dB. Como pode-se ver na Figura 41(c), para toda a faixa de frequência analisada (390 MHz a 410 MHz), o nível de razão axial obtido na direção *boresight* ($\theta=0^\circ$) e no plano $\phi = 0^\circ$ é bem inferior a 3 dB: na frequência de interesse do projeto (401 MHz), a razão axial corresponde a 0,76 dB.

Figura 41 – Resultados computacionais dos (a) parâmetros S , (b) diagrama de irradiação e (c) razão axial da antena dielétrica ressonadora cilíndrica com carregamento.



Fonte: Autoria própria.

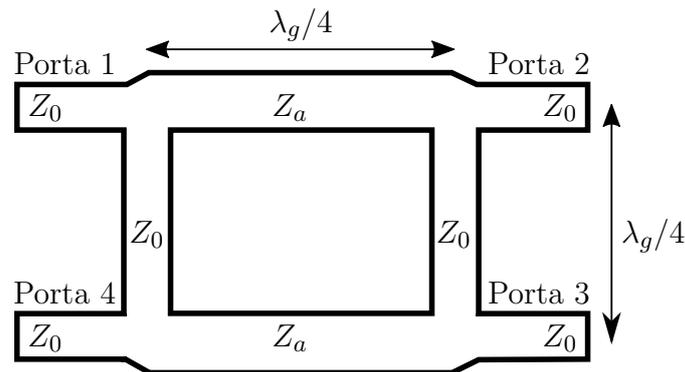
4.2.1 Sistema Defasador em Quadratura

Conforme descrito na seção anterior, a CP-CDRA é excitada através de duas pontas de prova coaxiais posicionadas ortogonalmente entre si e alimentadas por um sinal de mesma amplitude e com defasagem temporal de 90° , para, assim, obter uma onda eletromagnética com polarização circular. Em muitos casos, quando uma defasagem de

90° é necessária, utilizam-se os acopladores direcionais de 3 dB, também denominados híbridas de 90° .

As híbridas de 90° são dispositivos, geralmente, construídos em tecnologia de microfita, que possuem seções de linhas de transmissão (LT) de comprimento na ordem de $\lambda_g/4$, onde λ_g é o comprimento de onda guiado na microfita. O *layout* do dispositivo utilizando linhas de microfita é ilustrado esquematicamente na Figura 42, onde $Z_a = Z_0/\sqrt{2}$, sendo Z_0 a impedância característica do sistema.

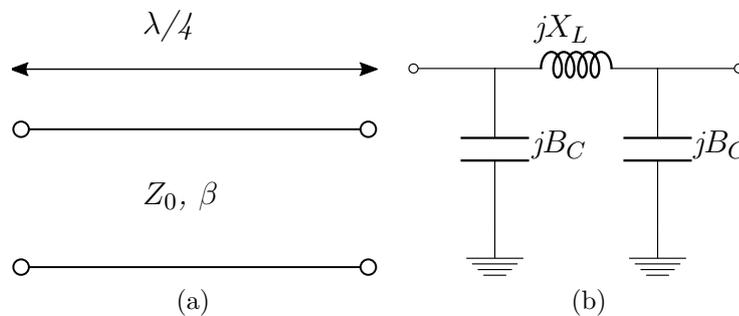
Figura 42 – Geometria da híbrida de 90° em tecnologia de microfita.



Fonte: Autoria própria.

Uma vez que as dimensões de uma híbrida de 90° em microfita dependem diretamente de sua frequência central de operação, em frequências inferiores à faixa da Banda L ($f < 1$ GHz [23]), este dispositivo ocupa uma área considerável, o que, em algumas aplicações, não é desejado. Uma solução para a miniaturização da híbrida é sintetizar as LTs de comprimento $\lambda_g/4$ como circuitos equivalentes do tipo π ou T , compostos por indutores e capacitores [55]. A LT sem perdas a ser considerada e seu circuito equivalente são mostrados na Figura 43.

Figura 43 – Diagrama esquemático de uma (a) seção de linha de transmissão sem perdas e de seu (b) circuito equivalente no modelo π .



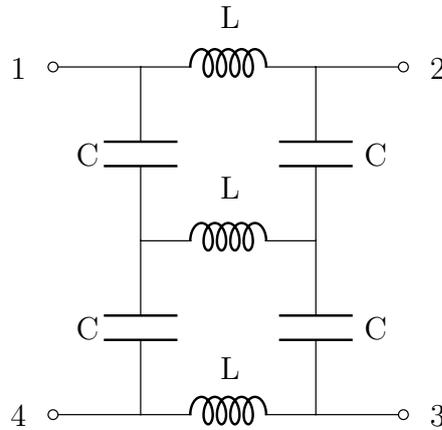
Fonte: Autoria própria.

Como mencionado anteriormente, as seções de LT podem ser modeladas por um circuito equivalente π . A topologia empregada é a apresentada na Figura 44 [55]. Para

isso, será utilizada uma análise derivada das técnicas empregadas para circuitos de duas portas aplicadas às LTs. O circuito π consiste de três componentes conectados em cascata, daí torna-se conveniente o uso do conceito de matriz de transmissão (ABCD), pois os parâmetros resultantes são facilmente obtidos realizando a multiplicação dos parâmetros ABCD de cada um dos componentes. Assim, a matriz ABCD do circuito π , da Figura 43(b), corresponde a

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - X_L B_C & jX_L \\ jB_C(2 - X_L B_C) & 1 - X_L B_C \end{bmatrix}. \quad (4.2)$$

Figura 44 – Topologia da híbrida de 90° com elementos concentrados.



Fonte: Autoria própria.

Já a matriz de transmissão (ABCD) de uma LT de comprimento l corresponde a [56]

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \beta l & jZ_0 \operatorname{sen} \beta l \\ jY_0 \operatorname{sen} \beta l & \cos \beta l \end{bmatrix}. \quad (4.3)$$

Para o caso particular de uma LT de comprimento $l = \lambda/4$, $\beta l = \pi/2$, e a matriz ABCD resultante é

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jZ_0 \\ jY_0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.4)$$

Igualando os parâmetros A e B de (4.4) e (4.2), tem-se

$$X_L B_C = 1, \quad (4.5)$$

$$X_L = Z_0. \quad (4.6)$$

Substituindo (4.6) em (4.5), tem-se

$$B_C = \frac{1}{Z_0}. \quad (4.7)$$

Para determinar o valor dos indutores, substituiu-se a reatância indutiva X_L em (4.6) por sua equivalência em função da frequência, de modo que $X_L = 2\pi fL$, procedimento que resulta em

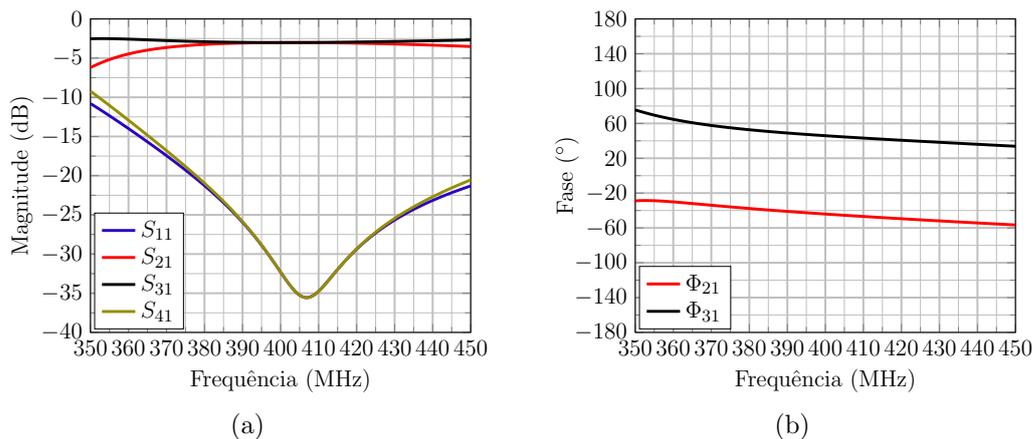
$$L = \frac{Z_0}{2\pi f}. \quad (4.8)$$

De forma análoga, a equação para determinar o valor dos capacitores é obtida substituindo a susceptância B_C em (4.7) por sua equivalência em função da frequência, de modo que $B_C = 2\pi fC$, resultando em

$$C = \frac{1}{Z_0 2\pi f}. \quad (4.9)$$

Para ser utilizado no sistema de alimentação da CP-CDRA, o dispositivo deve operar com frequência central de 401 MHz e ter impedância característica (Z_0) de 50 Ω . Assim, utilizando (4.8) e (4.9), os indutores devem apresentar uma indutância de $L = 19,845$ nH, enquanto que os capacitores devem ter capacitância de $C = 7,978$ pF. Porém, estes valores teóricos não correspondem a valores típicos comerciais. Devido a isso, a indutância e a capacitância foram ajustadas para $L = 19$ nH e $C = 8,2$ pF. Os resultados computacionais obtidos com a utilização de valores comerciais são apresentados na Figura 45. Para este caso, os parâmetros de transmissão S_{21} e S_{31} obtidos foram -3,01 dB. Já os níveis de isolamento S_{41} e de reflexão S_{11} , em 401 MHz, foram de -33 dB. Em termos de fase, a defasagem entre as portas 2 e 3 corresponde a 89,92°.

Figura 45 – Resultados simulados da (a) relação de potência e (b) fase utilizando valores comerciais para L e C .

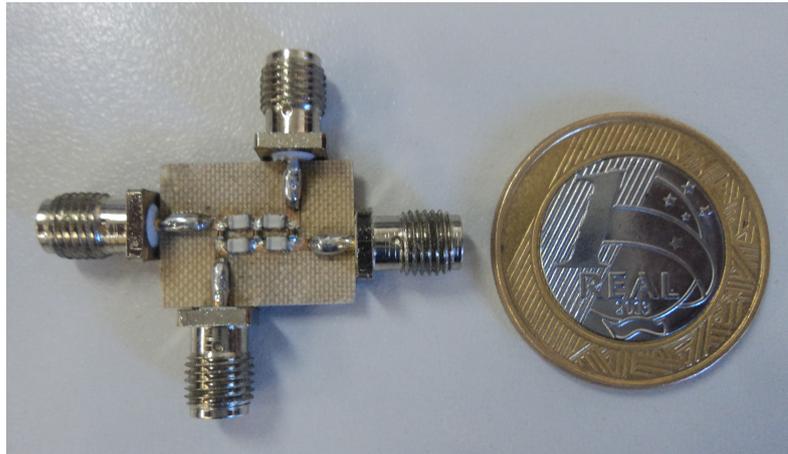


Fonte: Autoria própria.

Para validar os cálculos teóricos, um protótipo da híbrida de 90° foi construído utilizando componentes discretos sobre o substrato dielétrico Taconic RF-60A. Este laminado de baixas perdas apresenta as seguintes características eletromagnéticas: permissividade relativa $\epsilon_r = 6,15$, tangente de perdas $\tan \delta = 0,0028$ e espessura de 0,79 mm [57]. A largura

das linhas de microfita ($W_{50\Omega}$) do circuito, que sintetiza a impedância característica Z_0 , foi calculada considerando os parâmetros do laminado usando o *software* TxLine, resultando em $W_{50\Omega} = 1,08$ mm. Os indutores e capacitores utilizados no protótipo têm dimensões 0402 e 0805, respectivamente [58,59]. A dimensão total da placa é de 16 mm x 13,9 mm, incluindo as dimensões dos conectores SMA, e fica evidente, a partir da Figura 46, que o protótipo construído é bastante reduzido em comparação ao comprimento de onda de operação.

Figura 46 – Protótipo da híbrida de 90° com componentes discretos.



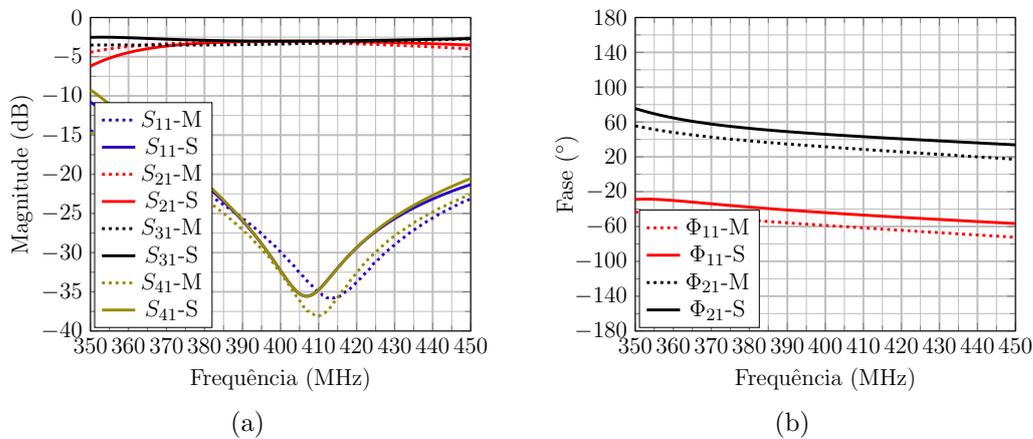
Fonte: Autoria própria.

As comparações entre os resultados computacionais e os medidos do protótipo construído são apresentadas na Figura 47. Como pode-se observar, a resposta obtida na medição do protótipo foi bastante semelhante ao desempenho previsto e mostrou um bom acordo com os resultados simulados. Em termos de balanço de potência, para S_{21} , o resultado obtido foi de -3,2 dB, enquanto que, para S_{31} , foi de -3,4 dB. Estes resultados indicam que 48,2% e 46% da potência incidente na porta 1 é entregue às portas 2 e 3, respectivamente. A diferença de fase medida, cujo resultado é mostrado na Figura 47(b), resultou em uma defasagem de $90,3^\circ$ entre as portas 2 e 3.

4.2.2 Antena Dielétrica Ressoradora Circularmente Polarizada com Híbrida Compacta em UHF

Na subseção anterior, foi apresentada uma geometria de circuito defasador de 90° compacta, utilizando indutores e capacitores, operando em 401 MHz. Nesta subseção, será apresentado o desempenho operacional de uma CP-CDRA compacta com uma híbrida de 90° integrada a seu sistema de alimentação. A geometria desta antena em ambiente computacional detalhando a híbrida compacta é apresentada na Figura 48. Como é possível observar, para evitar o contato entre o conector SMA e o plano de terra foram introduzidas vias condutoras, bem como na terminação do resistor de 50Ω que isola a porta 4 da

Figura 47 – Comparação dos resultados simulados e medidos do (a) balanço de potência e (b) de Fase.



Fonte: Autoria própria.

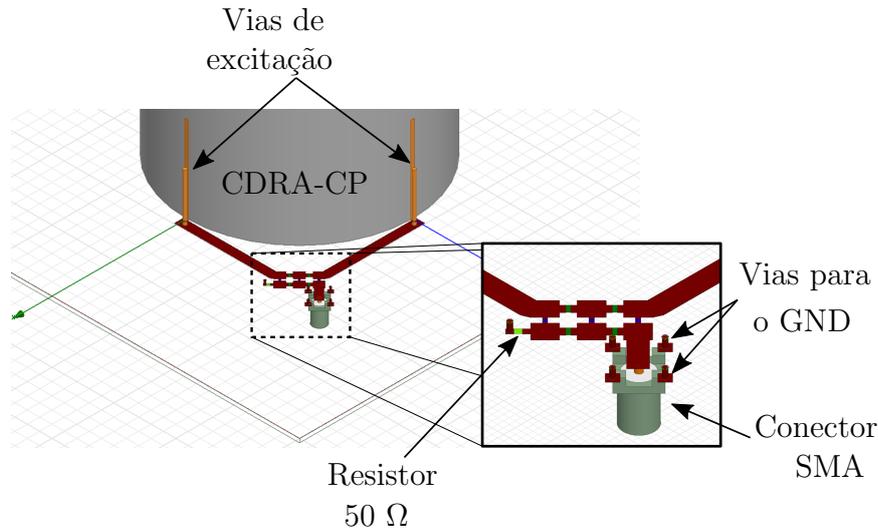
híbrida de 90° . Após a inclusão da híbrida compacta no sistema de alimentação da antena, foi realizada uma simulação eletromagnética para a avaliação operacional da antena, resultando nas seguintes dimensões da CP-CDRA compacta: $a = 45,6$ mm, $h = 61,0$ mm, $h_{via} = 24,9$ mm e $h_{fita} = 35,9$ mm. Os resultados em termos de coeficiente de reflexão, diagrama de irradiação e razão axial são mostrados na Figura 49. Percebe-se que uma larga faixa de operação da curva do parâmetro S_{11} está abaixo de -10 dB, isso ocorre devido à presença do dispositivo híbrido, o qual possui uma característica de faixa larga. Em termos de ganho, o máximo nível obtido foi de 3,8 dBi. Já o nível de razão frente-costa alcançado foi de 2,62 dB e o nível de isolamento a polarização cruzada atingido foi de 21,9 dB. O resultado computacional alcançado para a razão axial indica um nível abaixo de 3 dB em toda a banda analisada, sendo que, em 401 MHz, o nível obtido foi de 0,85 dB.

Diante dos resultados obtidos com o modelo de CP-CDRA compacta, percebe-se que, mesmo fazendo uso de uma técnica de miniaturização de DRAs, a antena não apresentou um baixo perfil, uma vez que apresenta uma altura de 61 mm. Diante disso, uma opção seria aumentar o valor de ϵ_r para que a altura da antena reduza. Porém, como já mencionado, isso irá comprometer o desempenho da antena em termos de BW . Além disso, este modelo de antena deve ter seu desempenho analisado estando instalado na estrutura do nanossatélite CONASAT-2, o que será discutido na próxima seção.

4.3 Antena Dielétrica Ressoradora Circularmente Polarizada Instalada em um Nanossatélite

As CDRAAs apresentadas nas seções anteriores tiveram seus desempenhos analisados na faixa de 401 MHz, que é a frequência na qual está alocado o canal de subida do SBCDA. Já nesta seção, a CP-CDRA compacta apresentada na seção 4.2.2 será usada na composição

Figura 48 – CP-CDRA compacta com híbrida de 90° com indutores e capacitores.



Fonte: Autoria própria.

de uma rede de antenas instalada no nanossatélite CONASAT-2 e seu funcionamento será investigado. Neste estudo, será proposto que a rede de antenas seja instalada na face central da estrutura do nanossatélite, diferentemente das antenas propostas no capítulo 2, as quais estavam dispostas sobre as abas articuladas. Deste modo, um possível cenário conta com a CP-CDRA compacta instalada no interior no nanossatélite antes de seu lançamento (Figura 50(a)) e, após o a entrada em órbita a antena seria ejetada para seu exterior (Figura 50(b)). Nesta operação, um dispositivo mecânico seria responsável pelo controle da ejeção da antena até seu posicionamento final.

Para que seja possível a instalação das CDRAs-CPs compactas na estrutura do nanossatélite, conforme ilustrado na Figura 50, houve a necessidade de diminuir o raio da antena. Desta forma, para reduzir as dimensões da antena, foram analisados outros dois valores de ϵ_r . Para fins de comparação, as dimensões obtidas são descritas na Tabela 11 para os três valores de ϵ_r analisados.

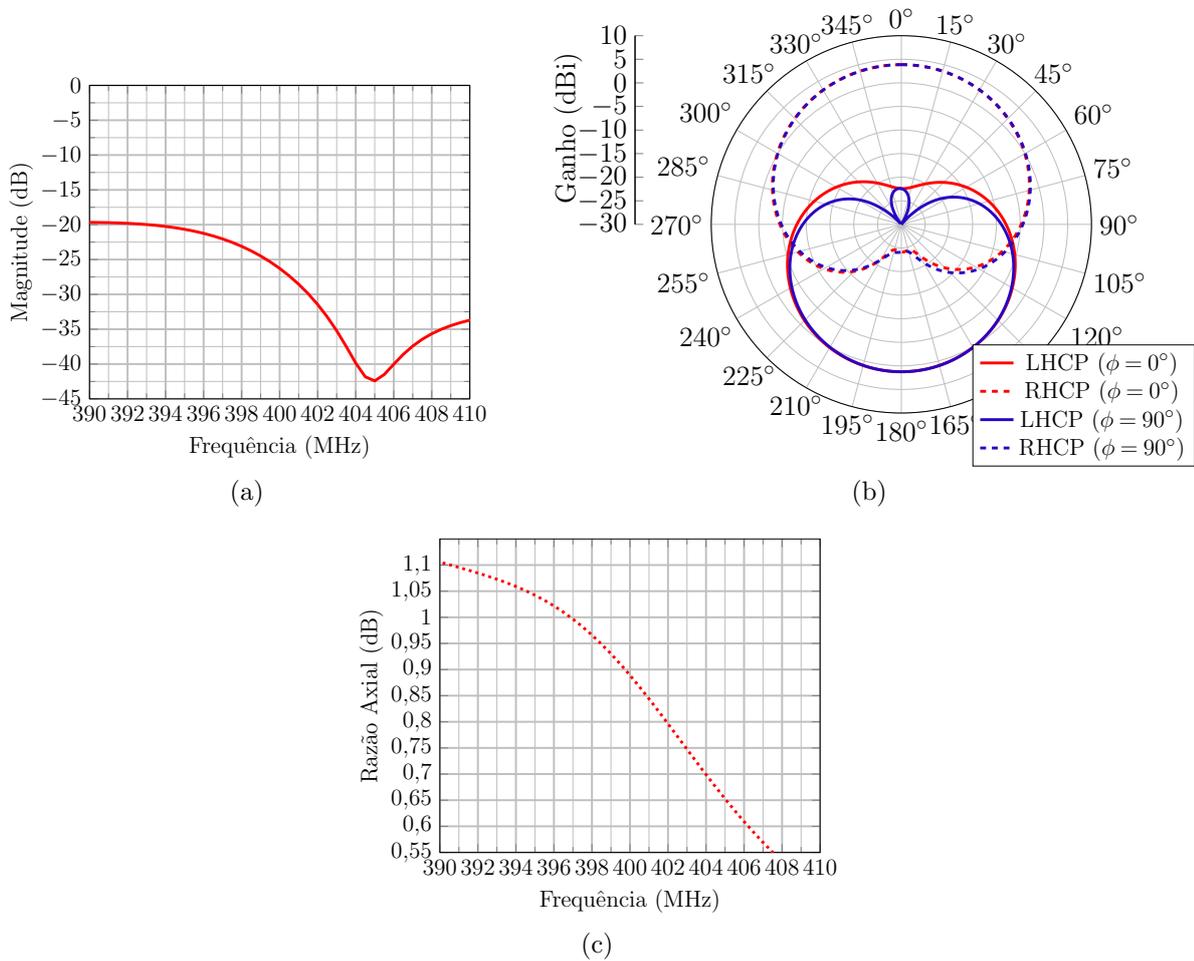
Tabela 11 – Dimensões das CP-CDRA compactas para três valores de ϵ_r .

	30	40	50
a (mm)	45,60	40,61	36,45
h (mm)	61,00	54,55	48,97
h_{via} (mm)	24,90	13,72	12,35
h_{fita} (mm)	35,90	29,45	26,45

Fonte: Autoria própria.

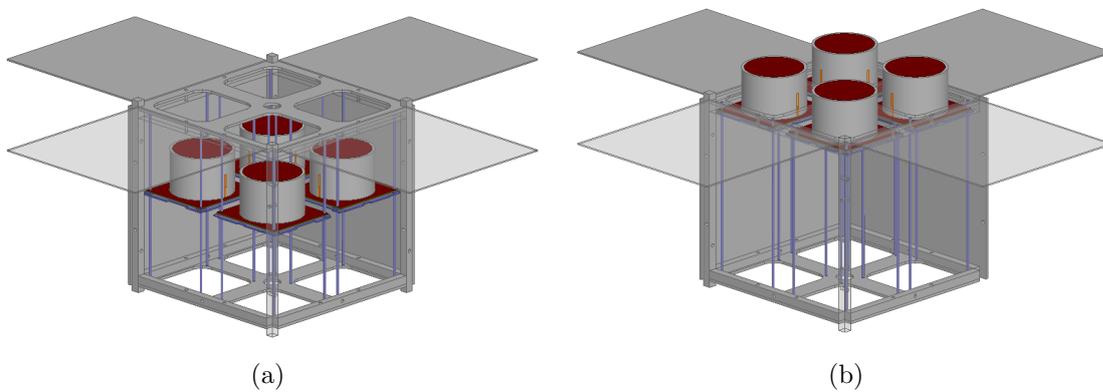
A rede de antenas proposta é formada por quatro elementos da CP-CDRA

Figura 49 – Resultados computacionais dos (a) parâmetros S , (b) diagrama de irradiação e (c) razão axial da CP-CDRA compacta com híbrida de 90° .



Fonte: Autoria própria.

Figura 50 – Rede de CDRA-CPs compactas instalada na estrutura do CONASAT-2.

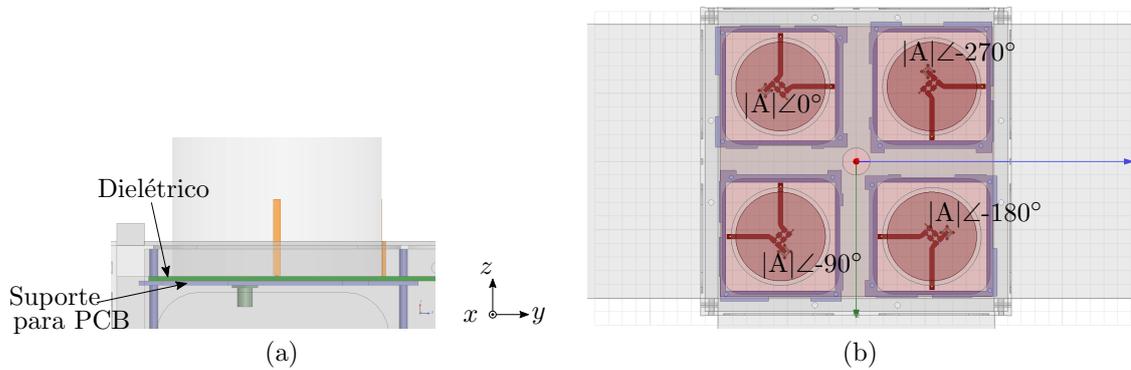


Fonte: Autoria própria.

compacta com $\varepsilon_r = 50$. Para a concepção da rede de CDRA-CPs, cada antena foi rotacionada espacialmente em 90° entre si, e excitadas por dois sinais ortogonais. Cada

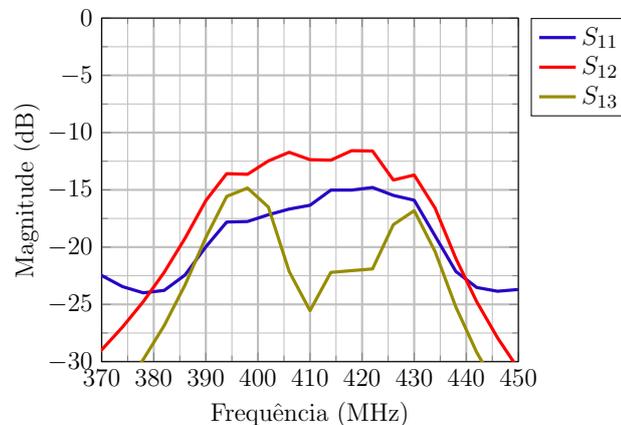
uma das híbridas foi alimentada com correntes de mesma amplitude e mudança de fase progressiva de 90° entre si. Se essa defasagem não for observada, ocorrerá uma interferência destrutiva entre os campos irradiados na direção *boresight*. Na Figura 51, é mostrado o posicionamento da antena no interior da estrutura do nanossatélite após estabelecida sua posição final, bem como a distribuição de corrente e suas respectivas fases. As CDRAs-CPs estão espaçadas entre si a uma distância de $0,14\lambda_0$, que corresponde a 10,4 cm. Os resultados computacionais obtidos em termos de parâmetros S são mostrados na Figura 52. Como pode-se observar, o nível de acoplamento entre as antenas é elevado, dada a pequena distância que separa cada elemento. Este fenômeno impacta fortemente no desempenho operacional da rede. Devido à simetria da estrutura, a curva do parâmetro S_{14} não é apresentada devido esta ser semelhante a do parâmetro S_{12} .

Figura 51 – (a) Instalação das antenas na estrutura do nanossatélite, (b) ordem da defasagem progressiva para a excitação da rede de antenas.



Fonte: Autoria própria.

Figura 52 – Resultados computacionais dos parâmetros S da rede de CDRAs-CPs instaladas no CONASAT-2.

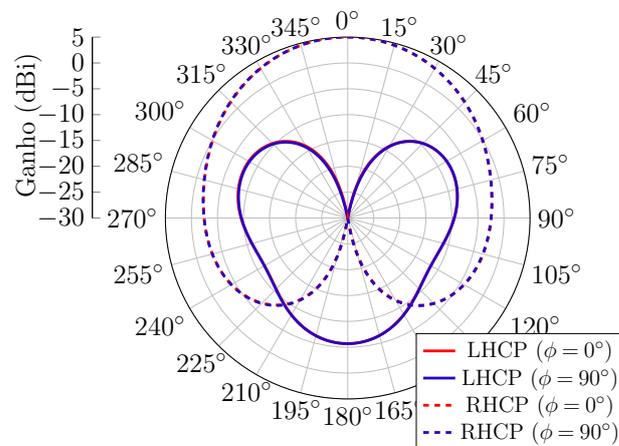


Fonte: Autoria própria.

Os resultados computacionais dos ganhos RHCP e LHCP da rede de antenas, em

dois principais planos de corte, são apresentados na Figura 53. O máximo ganho obtido na direção $\theta = 0^\circ$ para o ganho RHCP foi de 5 dBi. Já o nível de razão frente costas obtido foi de 10,7 dB. Como é possível observar, o ganho da rede de antenas ficou aquém do esperado, uma vez que o nível obtido é apenas 1,2 dB maior do que o ganho do elemento isolado apresentado na subseção 4.2.2. Devido à pequena distância de separação e o forte acoplamento mútuo entre as antenas, o desempenho operacional da rede de CDRAs-CPs foi prejudicado.

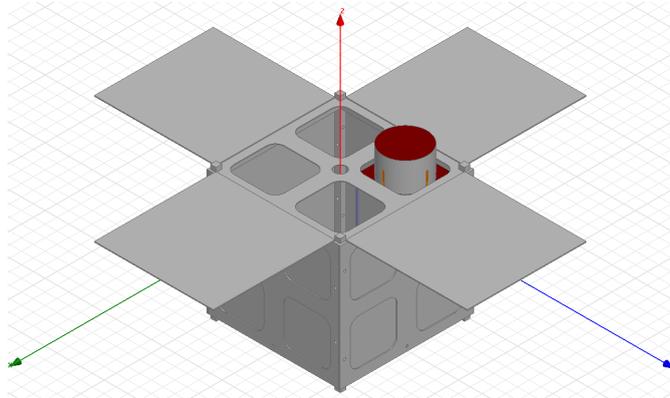
Figura 53 – Diagrama de irradiação simulado da rede de CP-CDRA compacta instalada no CONASAT-2.



Fonte: Autoria própria.

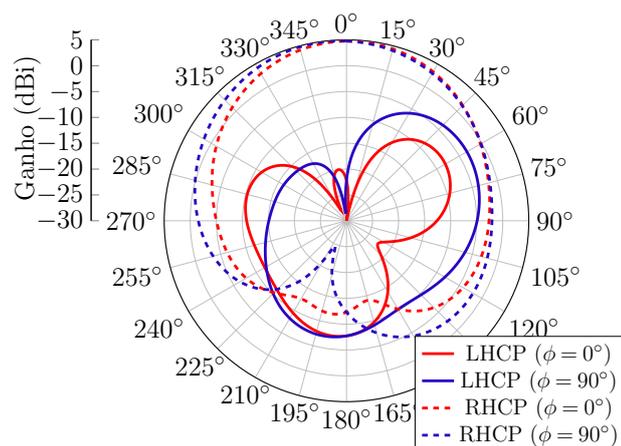
A implementação efetiva da rede de CDRAs-CPs para o canal de subida do SBCDA no nanossatélite CONASAT-2, da maneira que foi apresentada, obriga a destinação de mais da metade do volume útil no interior do nanossatélite para a acomodação das quatro antenas dielétricas antes do lançamento. Este fato, por si só, faz com que seja difícil sua implementação na prática. Outro fator que fortalece este impedimento é o nível de ganho obtido com os quatro elementos ser praticamente o mesmo que o do elemento isolado. Assim, para diminuir o volume necessário para a acomodar a antena em UHF, uma alternativa encontrada foi considerar apenas um elemento instalado no nanossatélite. Desta forma, foi analisado o desempenho operacional somente de uma CDRA, estando esta instalada na estrutura. O modelo computacional da antena é mostrado na Figura 54. O diagrama de irradiação desta antena é apresentado na Figura 55. O máximo ganho obtido com a CP-CDRA instalada no nanossatélite foi de 4,75 dBi e a razão frente-costa resultante foi de 12,47 dB. Percebe-se que o ganho obtido com um único elemento é muito próximo do ganho da rede de CDRAs-CP. Além disso, o espaço necessário para sua acomodação durante o lançamento corresponde apenas ao volume de 1U. Portanto, a utilização de somente uma antena seria menos complexa e teria um desempenho operacional bem próximo ao de um conjunto de quatro CDRAs-CPs.

Figura 54 – Posicionamento da CP-CDRA compacta instalada na estrutura no CONASAT-2.



Fonte: Autoria própria.

Figura 55 – Diagrama de irradiação simulado da CP-CDRA compacta instalada no CONASAT-2.



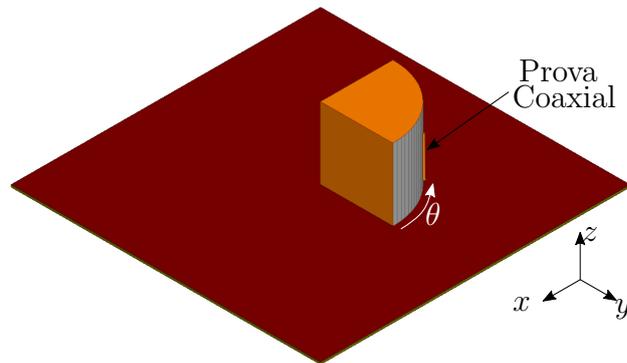
Fonte: Autoria própria.

4.4 Antena Dielétrica Ressoradora de Setor Cilíndrico em UHF

Buscando uma alternativa para a rede com CP-CDRAs compactas apresentadas na seção anterior, analisou-se o desempenho de uma rede de antenas composta por quatro antenas dielétricas ressoadoras de setor cilíndrico (introduzidas na seção 3.3), a qual, a partir deste ponto, será denominada CS-DRA (do inglês, *cylindrical sector dielectric resonator antenna*). Neste projeto, foi analisado, primeiramente, o comportamento eletromagnético de um único elemento, sendo considerado um material dielétrico com $\epsilon_r = 30$. A CS-DRA é excitada por uma prova coaxial posicionada a um ângulo $\theta = 50^\circ$, a partir da face modelada como PEC. A antena está disposta sobre um plano de terra de $200 \times 200 \text{ mm}^2$. O modelo eletromagnético da CS-DRA é mostrado na Figura 56. As dimensões obtidas após simulação computacional, para obtenção do casamento de impedância, foram as seguintes: $a = 46,76 \text{ mm}$, $h = 46,76 \text{ mm}$ e $h_{via} = 25,87 \text{ mm}$. A variação do parâmetro

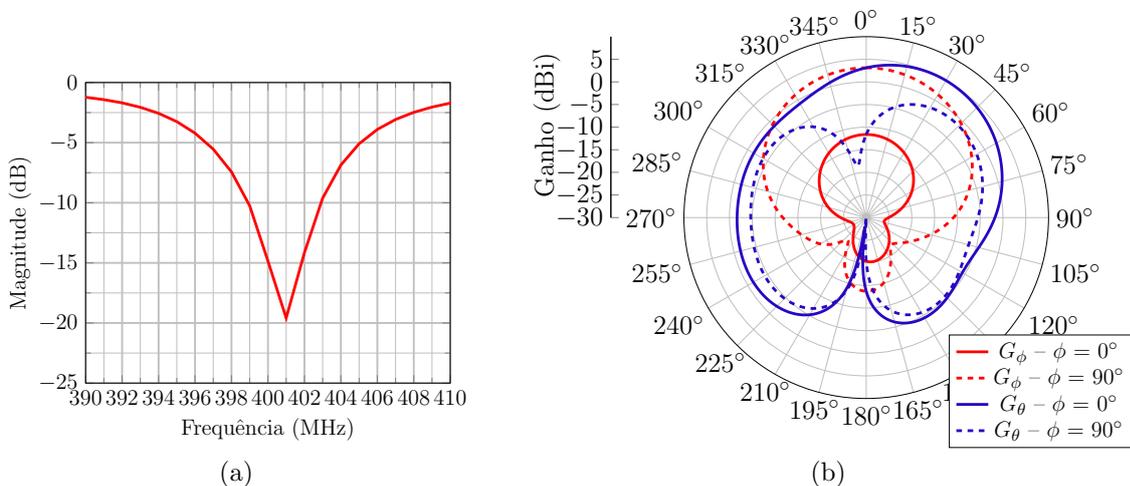
S_{11} da CS-DRA em função da frequência é mostrada na Figura 57. A largura de banda de operação obtida para esta antena foi de 4 MHz, que corresponde a 1 % da frequência central de operação. Já em termos de ganho, o máximo nível obtido na direção $\theta = 0^\circ$ foi de 3,11 dBi e o nível de rejeição a polarização cruzada obtido foi de 14,75 dB.

Figura 56 – Geometria do elemento simples da CS-DRA.



Fonte: Autoria própria.

Figura 57 – Resultados computacionais do (a) parâmetro S e (b) diagrama de irradiação da CS-DRA.



Fonte: Autoria própria.

Com o modelo de antena proposto nesta seção alcançou-se resultados semelhantes aos das LP-CDRAs, apresentadas na seção 4.1, em termos de ganho, sendo que foi obtido um ganho maior com a CS-DRA do que com a LP-CDRA de $\epsilon_r = 50$. Porém, a principal diferença está nos resultados de BW da CS-DRA em relação às LP-CDRAs, pois uma largura de banda de operação mais estreita foi obtida, mas no limite do exigido pelas especificações de projeto das antenas em UHF dos satélites do SBCDA. Em contrapartida, esta antena é a que possui a menor altura entre todas as antenas apresentadas anteriormente,

conforme pode-se observar na Tabela 12, onde as dimensões de raio e altura de todas as estruturas analisadas para o canal de subida do SBCDA estão listadas.

Tabela 12 – Comparação das dimensões das antenas dielétricas analisadas para o canal de subida do SBCDA.

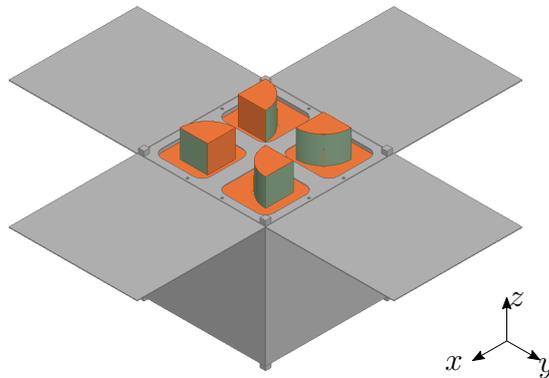
Modelo da antena	ε_r	a (mm)	h (mm)
LP-CDRA	30	53,20	71,80
LP-CDRA	50	42,20	57,00
LP-CDRA compacta	30	45,50	61,50
LP-CDRA compacta	50	36,20	49,00
CP-CDRA	30	53,70	71,96
CP-CDRA compacta	30	45,65	61,18
CS-DRA	30	46,76	46,76

Fonte: Autoria própria.

4.5 Rede de Antenas Dielétricas Ressonadoras de Setor Cilíndrico em UHF

Como a CS-DRA apresentou resultados aceitáveis para operar no canal de subida do SBCDA e um perfil relativamente baixo, nesta seção será analisado o seu desempenho quando configurada em rede de antenas. Para isso, serão utilizados quatro elementos de CS-DRA com polarização linear. A característica RHCP será alcançada com o uso de rotação sequencial entre os elementos. Cada uma das antenas será excitada por correntes de mesma amplitude e fase progressiva de $\pm 90^\circ$, para evitar o cancelamento das componentes de campos irradiados na direção *boresight*. A rede de antenas dielétricas ressonadoras de setor cilíndrico instalada no nanossatélite CONASAT-2 é mostrada na Figura 58.

Figura 58 – Configuração da rede de CS-DRAs no nanossatélite CONASAT-2.



Fonte: Autoria própria.

Esta rede de antenas foi analisada computacionalmente considerando dois valores de ε_r , sendo $\varepsilon_r = 30$ e $\varepsilon_r = 50$. Após o ajuste da impedância de entrada das antenas, foram

obtidas as dimensões dos elementos das duas redes de CS-DRA's descritas na Tabela 13.

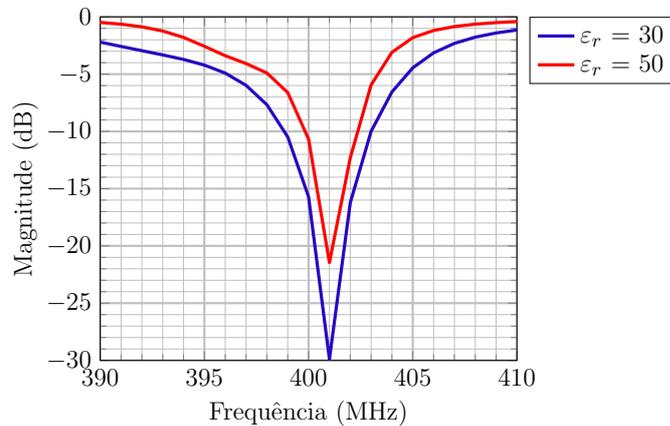
Tabela 13 – Dimensões CS-DRA's para dois valores de ϵ_r .

	$\epsilon_r = 30$	$\epsilon_r = 50$
a (mm)	47,80	38,44
h (mm)	47,80	38,44
h_{via} (mm)	25,57	16,50

Fonte: Autoria própria.

Os resultados computacionais em termos de parâmetro S_{11} são apresentados na Figura 59. No caso da rede de CS-DRA's com material dielétrico de $\epsilon_r = 30$, foi obtido uma largura de banda de operação de 4,17 MHz. Enquanto que para o outra rede de antenas, o BW obtido foi de 2,53 MHz. Conforme pode-se observar, as antenas operam em uma faixa estreita de frequência. Isso ocorre devido ao uso de materiais dielétricos com permissividade elétrica relativa de alto valor. Além do mais, foi empregada uma técnica de miniaturização, o que, por si só, já impacta no desempenho operacional da antena.

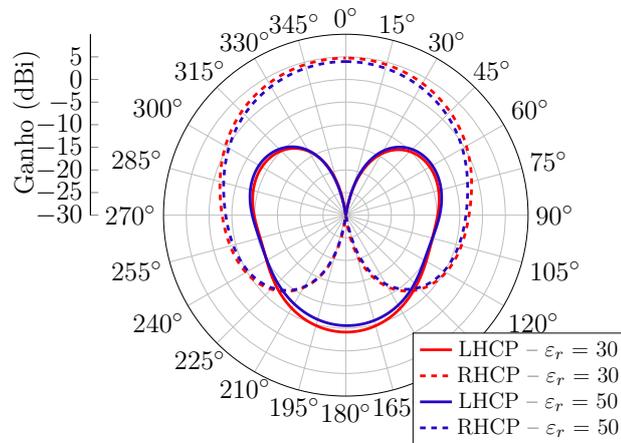
Figura 59 – Resultados computacionais dos parâmetros S_{11} das redes de CS-DRA's instaladas no CONASAT-2.



Fonte: Autoria própria.

Os diagramas de irradiação das redes de CS-DRA's no plano $\phi = 0^\circ$ são apresentados na Figura 60. O diagrama de irradiação obtido é simétrico; por isso, apenas o plano $\phi = 0^\circ$ é apresentado. O máximo ganho alcançado foi para o caso da rede de antenas de $\epsilon_r = 30$, sendo alcançado o nível de 4,7 dBi. Para a outra rede, o máximo ganho obtido foi de 3,9 dBi. Os níveis de razão frente-costas obtidos foram: para a rede com $\epsilon_r = 30$, 8,8 dB; para a rede com $\epsilon_r = 50$, 9,54 dB.

Figura 60 – Diagramas de irradiação simulado das redes de CS-DRAs instaladas no CONASAT-2.



Fonte: Autoria própria.

4.6 Antenas Dielétricas Ressoradoras em Banda S

Na seção 4.2, o projeto de uma CDRA com polarização circular operando em UHF foi abordada. Para validar os conceitos acerca deste tipo de antena e, também, permitir que protótipos desta antena fossem construídos com os meios e materiais disponíveis no LEMA, optou-se por considerar uma frequência de operação mais elevada. Desta forma, nesta seção serão apresentados dois projetos de CP-CDRAs e os resultados experimentais do protótipo de cada antena operando em 2,26 GHz (Banda S). Para este estudo, foi considerado o laminado de RF CER-10 ($\epsilon_r = 10,2$ e espessura de 3,18 mm), que é o material dielétrico disponível no LEMA com maior valor de constante elétrica relativa. Já para constituir o plano de terra, o material considerado foi o RF-60A ($\epsilon_r = 6,15$ e espessura de 0,79 mm).

No projeto da DRA proposta nesta seção, serão seguidos os requisitos de projeto da antena para o enlace de dados de descida do SBCDA. Desta forma, a antena deverá operar em Banda S de acordo com a Tabela 2 e atender as seguintes características operacionais [36]: frequência central de operação em 2,26 GHz com $BW = 50$ MHz e polarização RHCP que apresente isolamento maior que 15 dB em relação à componente cruzada.

4.6.1 Antena Dielétrica Ressoradora Cilíndrica Circularmente Polarizada

A geometria da CP-CDRA proposta segue a apresentada na Figura 40. A antena projetada para operar com polarização circular à direita (RHCP) é alimentada por duas vias cilíndricas conectadas às linhas de alimentação feitas em tecnologia de microfita impressas no substrato RF-60A, com duas polarizações lineares ortogonais operando em 2,26 GHz (Banda S). Adicionalmente, as vias cilíndricas foram soldadas em uma fita metálica, cujas dimensões (h_{fita} e w_{fita}) ajustam o casamento de impedâncias. Para fixar a fita metálica junto ao cilindro dielétrico foi utilizado um adesivo a base de cianoacrilato

($\epsilon_r \approx 2,3$ [60]). Nas simulações computacionais foram considerados cilindros dielétricos formados por duas, três e quatro camadas do laminado CER-10. Para colar as camadas dielétricas, foi utilizada a cola FR27 ($\epsilon_r = 2,7$ e espessura de 0,045 mm [61]). As dimensões finais das três CP-CDRAs estão descritas na Tabela 14.

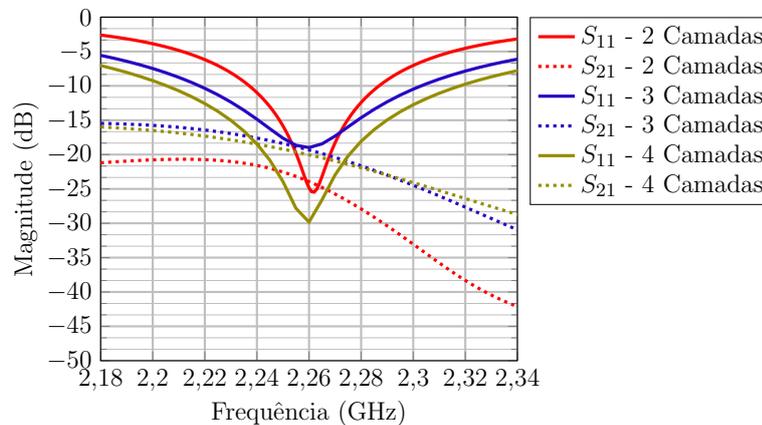
Tabela 14 – Dimensões das CP-CDRAs em Banda S.

	Raio a (mm)	Altura h (mm)	Altura da via h_{via} (mm)
CP-CDRA $2h$	13,00	6,36	3,00
CP-CDRA $3h$	12,81	9,54	4,00
CP-CDRA $4h$	12,82	12,72	5,50

Fonte: Autoria própria.

A variação dos parâmetros S pela frequência das três CP-CDRAs em Banda S é apresentada na Figura 61, onde é possível notar que, conforme se aumenta a altura da antena, maior torna-se a largura de banda de operação resultante. As três antenas atenderam o requisito de largura de banda de operação, obtendo-se: 50 MHz, para a CP-CDRA com duas camadas dielétricas, 80 MHz, para a CP-CDRA com três camadas dielétricas, e 120 MHz, para a CP-CDRA com quatro camadas dielétricas.

Figura 61 – Resultados computacionais dos parâmetros S das CP-CDRAs para diferentes alturas.

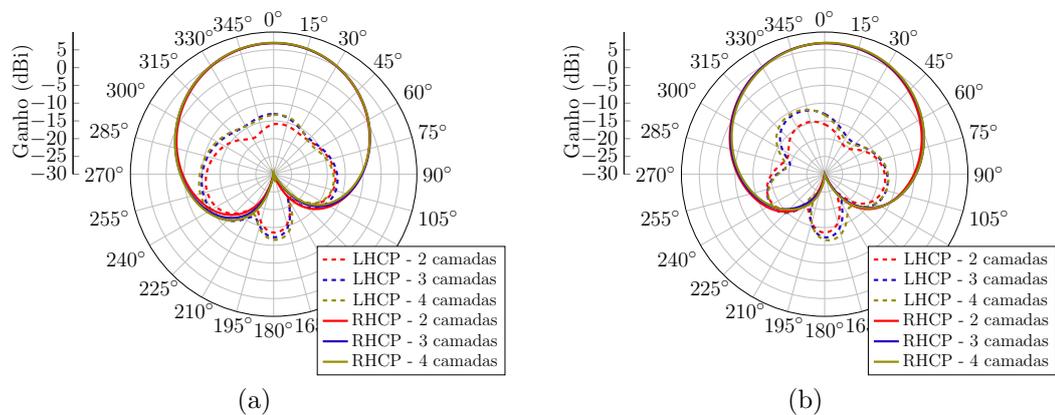


Na Figura 62, é possível observar que a antena opera em RHCP como polarização principal. Os níveis de ganho obtidos para as três antenas foram praticamente os mesmos: cerca de 6,9 dBi. As antenas também atendem ao parâmetro de isolamento à componente cruzada, pois, no pior dos casos (CP-CDRA com 4 camadas), o nível obtido foi de 19,1 dB.

Para validar os resultados numéricos, um protótipo da antena de altura $h = 6,36$ mm foi fabricado e testado em bancada para avaliar o desempenho operacional do mesmo. Uma foto do protótipo construído é mostrada na Figura 63.

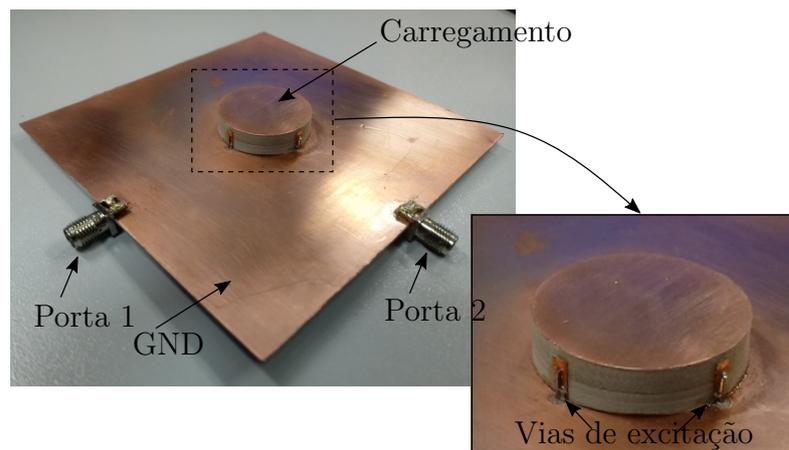
Na Figura 64, é feita a comparação entre os resultados numéricos e os experimentais da CP-CDRA em Banda S. O resultado medido mostra que o protótipo possui frequência

Figura 62 – Diagramas de irradiação das CP-CDRAs para diferentes alturas nos planos (a) $\phi = 0^\circ$ e (b) $\phi = 90^\circ$.



Fonte: Autoria própria.

Figura 63 – Protótipo da antena dielétrica ressonadora cilíndrica em Banda S.

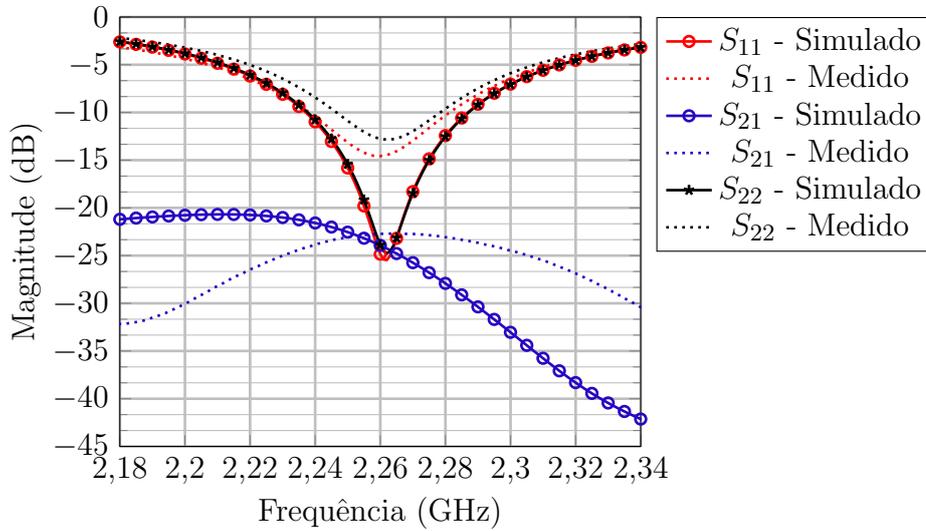


Fonte: Autoria própria.

central de operação em 2,26 GHz. No entanto, o nível dos parâmetros de reflexão de ambas as portas sofreu uma degradação em relação aos resultados simulados, considerando o ponto de menor nível de reflexão, pois, no resultado computacional em 2,26 GHz, os valores dos parâmetros S_{11} e S_{22} estão em torno de -35 dB, enquanto que, na medição do protótipo, foi obtido -14,9 dB para o parâmetro S_{11} e -13 dB para o S_{22} . Estes desvios nos níveis dos parâmetros de reflexão da CP-CDRA podem ser atribuídos às imperfeições na construção do protótipo como, por exemplo, posicionamento correto da via, desvio do posicionamento do cilindro dielétrico, entre outros fatores.

Com a finalidade de investigar os motivos da degradação do casamento de impedância da antena, um estudo paramétrico foi realizado envolvendo diversos fatores como: erro de posicionamento da fita metálica no cilindro, desvio da altura da via, espaçamento entre a CP-CDRA e a via, e espessura da camada de adesivo que une a fita metálica e o

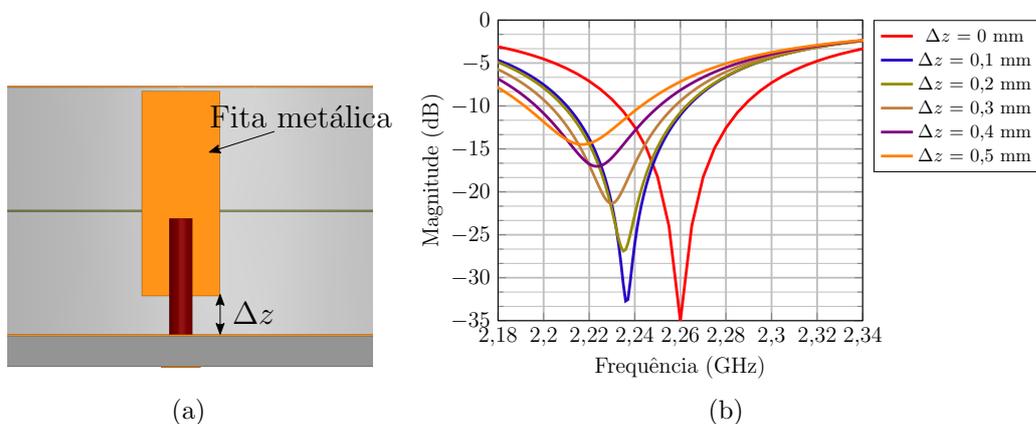
Figura 64 – Comparação entre os resultados computacionais e medidos dos parâmetros S das CP-CDRAs.



cilindro dielétrico.

A Figura 65 apresenta a variação do parâmetro S_{11} da CP-CDRA, considerando-se variações no ponto de colagem da fita metálica em relação ao plano de terra, conforme detalhado na Figura 65(a). De acordo com os resultados obtidos constata-se que a impedância de entrada da antena varia à medida que o desvio no posicionamento da fita metálica em relação à base do cilindro dielétrico aumenta, ocasionando um desvio na frequência de ressonância da CP-CDRA. É perceptível que uma pequena variação na posição de fixação da fita metálica degrada fortemente o comportamento da impedância de entrada da antena, visto que, posicionando-se a fita metálica a uma distância de 0,5 mm do GND, reduz-se a frequência de operação da antena e aumenta-se o nível de potência refletida.

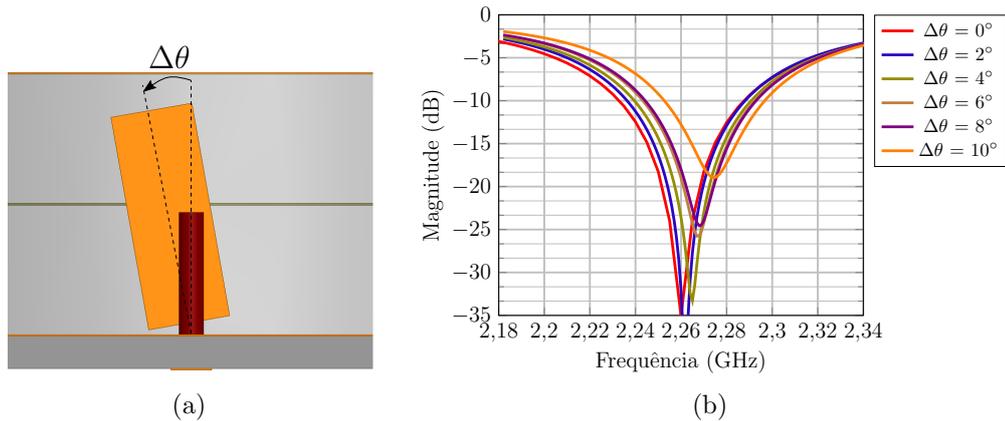
Figura 65 – Variação paramétrica do parâmetro S_{11} em função do desvio de posicionamento da fita metálica.



Fonte: Autoria própria.

A variação do parâmetro S_{11} da CP-CDRA em função da frequência, considerando-se variações angulares no ponto de colagem da fita metálica em relação ao cilindro dielétrico (Figura 66(a)), é apresentada na Figura 66(b). De acordo com os resultados obtidos, percebe-se que a variação angular no posicionamento da fita metálica impacta mais fortemente na impedância de entrada a partir de um desvio de 10° .

Figura 66 – Variação paramétrica do parâmetro S_{11} em função do desvio angular de posicionamento da fita metálica.



Fonte: Autoria própria.

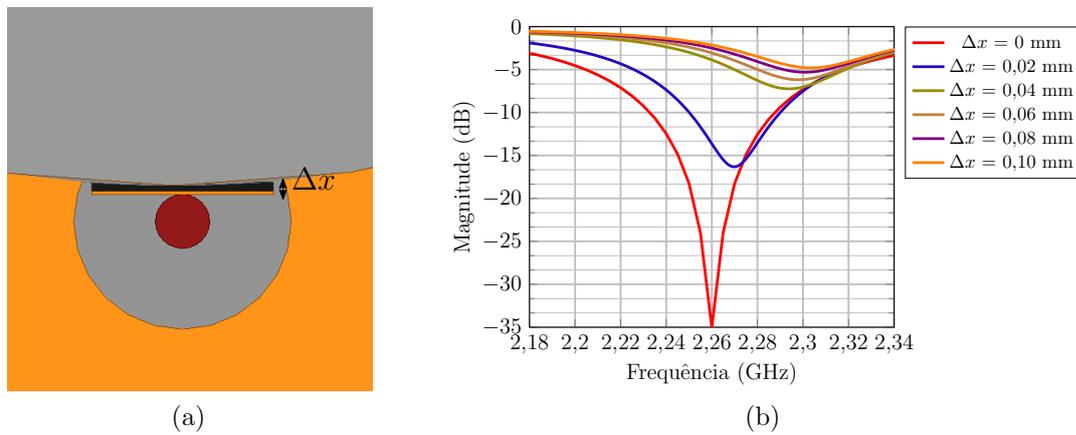
Conforme já mencionado, a fixação da fita metálica junto ao cilindro dielétrico foi feita utilizando uma cola adesiva. Devido a isto, não há possibilidade de se ter um controle rigoroso da espessura da camada adesiva que se forma entre a fita metálica e a superfície do cilindro. Para investigar o efeito da espessura da cola no comportamento da impedância de entrada da antena, foi realizado um estudo paramétrico variando-se a espessura da camada adesiva (Δx), conforme mostrado na Figura 67(a). Os resultados da análise paramétrica, apresentados na 67(b), permitem concluir que a antena é muito sensível ao processo de colagem da fita metálica na superfície do cilindro dielétrico, visto que a impedância foi fortemente degradada em relação a espessura da cola.

4.6.1.1 Projeto do Acoplador Híbrido de 90° em Banda S

A antena em Banda S apresentada anteriormente possui duas alimentações ortogonais linearmente polarizadas. Para atender o requisito do SBCDA em termos de polarização, as entradas da antena devem ser alimentadas por dois sinais de mesma amplitude e com atraso de fase de 90° entre si. Para prover esta diferença de fase um circuito híbrido foi projetado com o laminado RF-60A. Seu modelo em ambiente computacional é apresentado na Figura 68(a), na qual também encontram-se descritas as dimensões finais da híbrida de 90° . A Figura 68(b) mostra uma foto do protótipo construído.

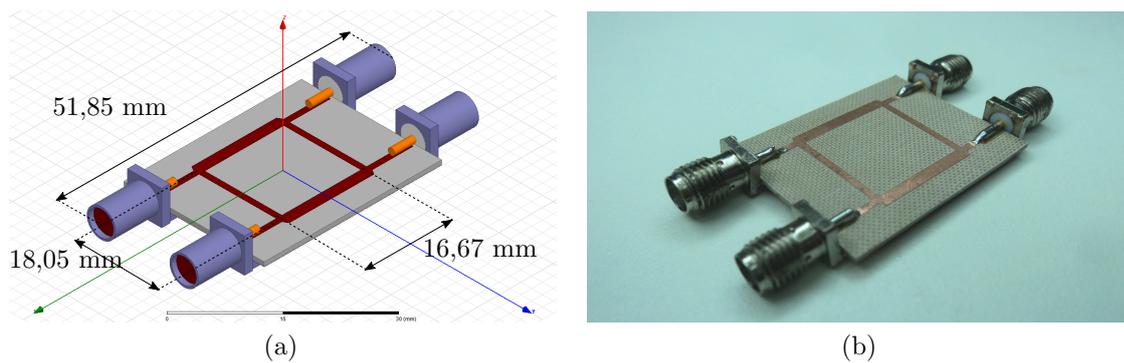
Na Figura 69, são apresentadas as comparações dos resultados computacionais e os medidos. Em termos de balanço de potência, os resultados medidos indicam que os

Figura 67 – Variação paramétrica do parâmetro S_{11} em função da espessura da camada adesiva.



Fonte: Autoria própria.

Figura 68 – Ilustração do (a) modelo computacional e foto do (b) protótipo construído da híbrida de 90° em tecnologia de microfita.

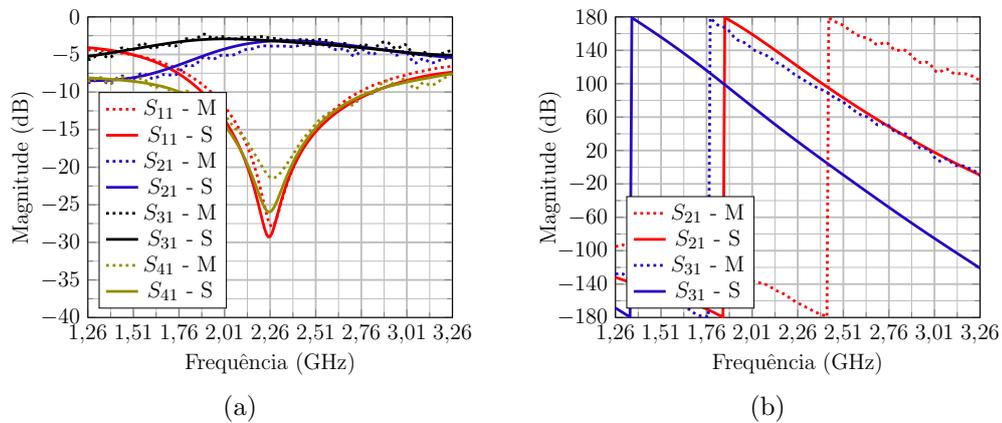


Fonte: Autoria própria.

níveis dos sinais de saída são praticamente iguais, uma vez que o parâmetro S_{21} medido foi de -3,37 dB e o S_{31} foi de -3,14 dB. Em termos de fase, foi obtida uma diferença de $88,86^\circ$.

O protótipo da híbrida de 90° foi conectado às entradas da CP-CDRA, a fim de prover a diferença de fase necessária entre os sinais de excitação da antena para obter polarização circular. Os diagramas de irradiação do protótipo da CP-CDRA apresentado na seção 4.6.1 foram medidos nas instalações do Laboratório de Eletromagnetismo, Microondas e Antenas, fazendo uso de um *spherical near-field scanner* (NFS). A antena de referência foi a antena corneta DRH20 com ganho em torno de 8,6 dBi em 2,26 GHz. Na Figura 70, é mostrada uma foto do protótipo juntamente com a híbrida de 90° instalados no NFS. A comparação dos diagramas de irradiação normalizados são mostrados na Figura 71. Os planos de corte dos diagramas de ganho consideram θ variando de 0° a 360° . Apesar da complexidade da construção da antena, observa-se boa concordância entre os resultados computacionais e medidos, principalmente no caso da polarização principal (curvas em

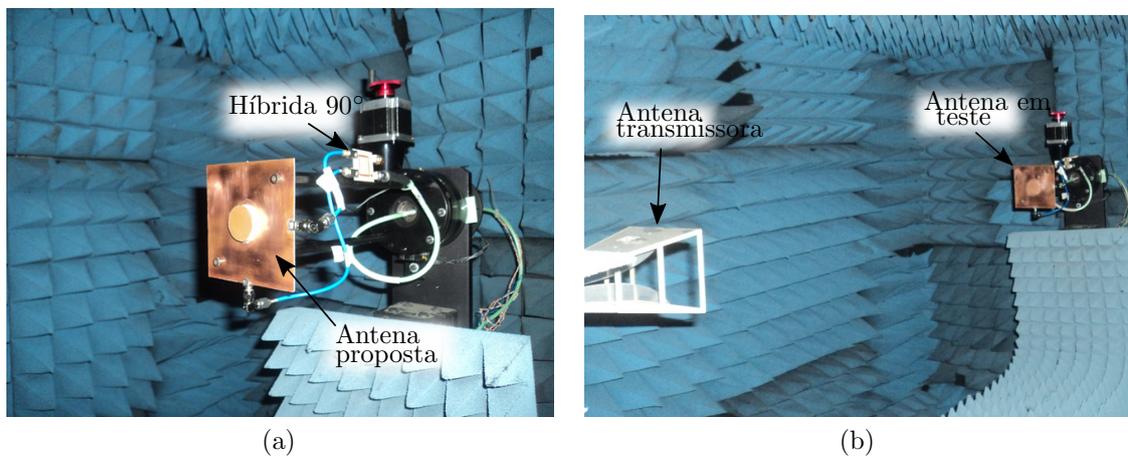
Figura 69 – Comparação dos resultados computacionais e medidos da híbrida de 90° em tecnologia de microfita, em termos de (a) balanço de potência e (b) fase.



Fonte: Autoria própria.

azul) em ambos os planos. Também foi obtido bom nível de rejeição à polarização cruzada: cerca de 25 dB nos dois planos apresentados.

Figura 70 – *Setup* de medida da CP-CDRA conectada a uma híbrida de 90° externa.

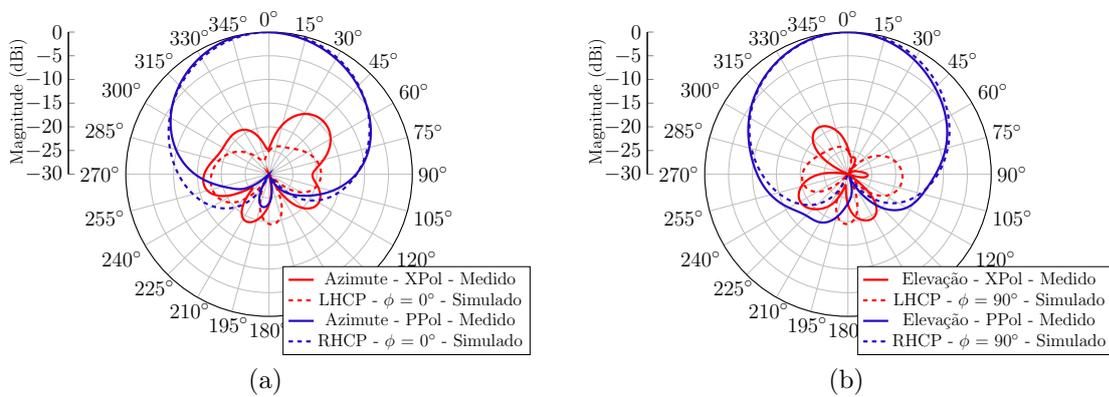


Fonte: Autoria própria.

4.6.2 CP-CDRA com a híbrida de 90° integrada

A fim de obter uma estrutura compacta, a híbrida de 90° em tecnologia de microfita apresentada anteriormente foi integrada ao sistema alimentador da CDRA em banda S. O modelo computacional da antena com a híbrida já integrada ao sistema de alimentação é mostrado na Figura 72. No terminal da porta isolada eletricamente em relação à porta de entrada, foi colocado um resistor SMD de 50Ω e o outro terminal do resistor foi conectado a um toco radial, que sintetiza uma terminação em curto circuito. Após a inclusão da híbrida junto às linhas de alimentação da antena, novas simulações eletromagnéticas foram

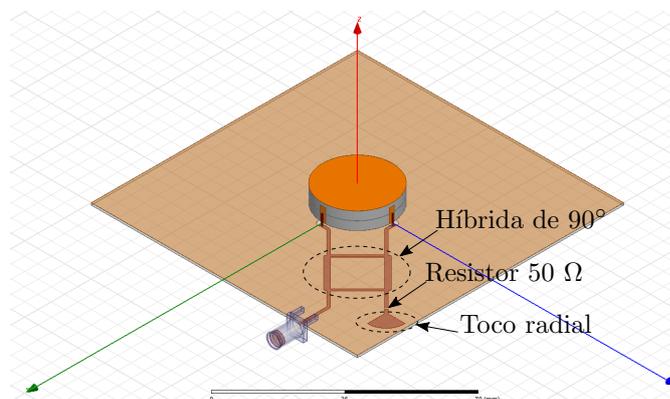
Figura 71 – Diagramas de irradiação simulados e medidos da CP-CDRA com híbrida externa.



Fonte: Autoria própria.

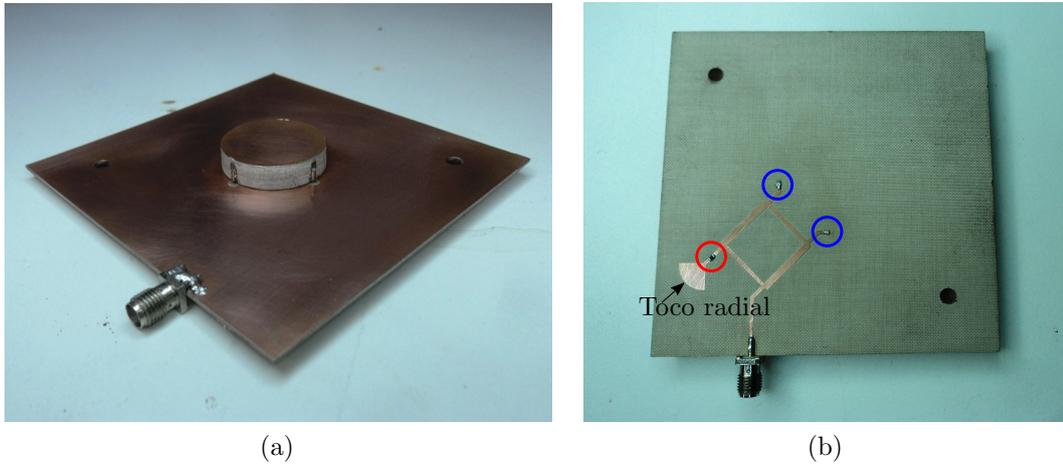
realizadas. Na Figura 73, são apresentadas as vistas isométrica e inferior do protótipo da CP-CDRA com a híbrida de 90° integrada ao sistema de alimentador. O resistor SMA de $50\ \Omega$ encontra-se destacado pelo círculo em vermelho, enquanto que os pontos de contato entre as linhas de microfitas e as vias de excitação da CP-CDRA são marcados pelos círculos em azul. A comparação entre os resultados simulado e medido do parâmetro S_{11} é apresentada na Figura 74. Já na Figura 75, são apresentadas as comparações dos resultados medidos e simulados dos diagramas de irradiação normalizados para diferentes planos de corte. O máximo ganho obtido em simulação foi de 6,3 dBi. Dos resultados medidos, observa-se que houve uma degradação no nível de isolamento à polarização cruzada. Enquanto que o nível simulado para este parâmetro foi de 29,37 dB, o nível de rejeição à polarização cruzada obtido experimentalmente foi em torno de 17 dB. Por outro lado, em termos de polarização principal, obteve-se boa concordância entre os resultados medidos e simulados em ambos os planos de corte considerados.

Figura 72 – Geometria da CP-CDRA com híbrida de 90° integrada ao sistema alimentador.



Fonte: Autoria própria.

Figura 73 – Protótipo da CP-CDRA em Banda S com híbrida de 90° integrada ao sistema alimentador: (a) vista isométrica; (b) vista inferior.



Fonte: Autoria própria.

Figura 74 – Comparação dos resultados medidos e simulados do parâmetro S_{11} da CP-CDRA em Banda S com híbrida de 90° integrada ao sistema alimentador.

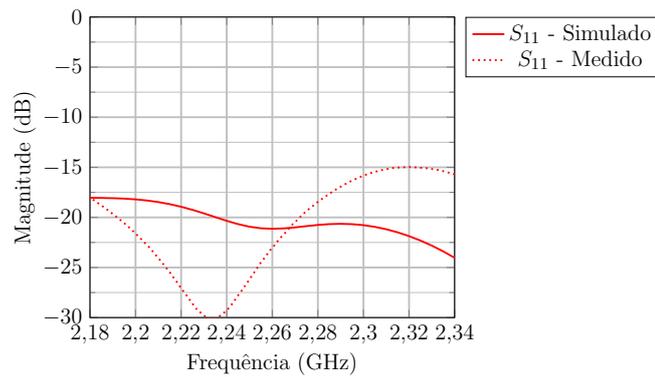
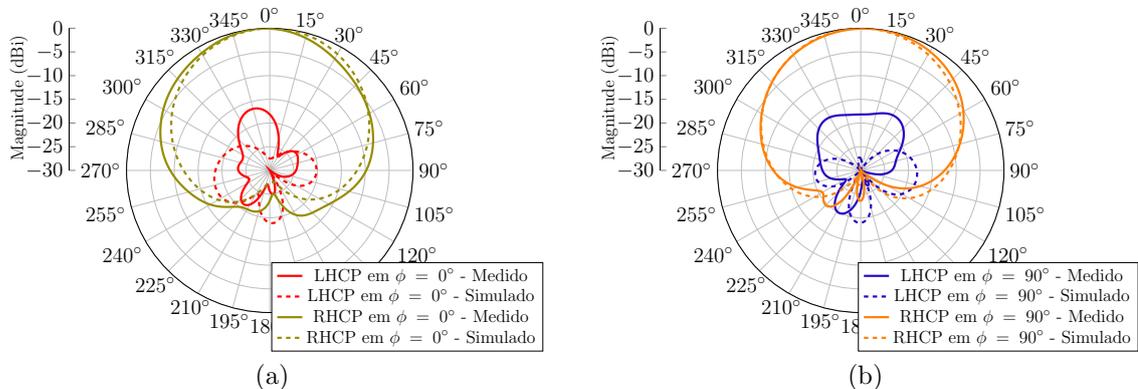


Figura 75 – Comparação dos diagramas de irradiação simulados e medidos da CP-CDRA em Banda S com híbrida de 90° integrada ao sistema alimentador.

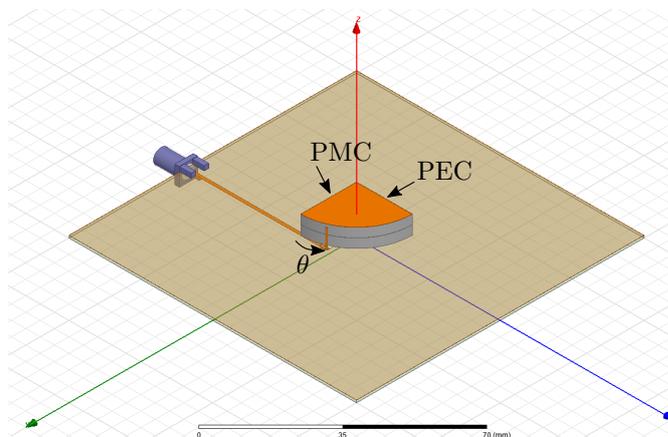


Fonte: Autoria própria.

4.7 Antena Dielétrica Ressonadora de Setor Cilíndrico em Banda L

Na seção 4.4, foi analisada computacionalmente uma rede de antenas composta por quatro antenas dielétricas ressoadoras de setor cilíndrico (CS-DRA) operando em 401 MHz. Para que seja factível a construção de um protótipo deste modelo de antena no LEMA, elevou-se a frequência de operação da antena para a faixa de 1,575 GHz (Banda L) e o material dielétrico passou a ser o laminado de RF CER-10. Desta forma, a antena foi analisada computacionalmente e um protótipo em Banda L foi construído. O modelo computacional da CS-DRA em Banda L é mostrado na Figura 76. A antena é excitada por uma via cilíndrica conectada a uma linha de microfitas impressa no substrato RF-60A. A via está posicionada a uma distância angular θ em relação à superfície em aberto do setor cilíndrico dielétrico. Nas simulações computacionais, foram consideradas duas posições da via de excitação: $\theta = 22,5^\circ$ e $\theta = 45^\circ$. Para ambos os casos, o raio do setor cilíndrico considerado foi de $a = 19,37$ mm e altura $h = 6,36$ mm. E as alturas das vias estabelecidas para o melhor casamento de impedância, após simulações computacionais, foram 5,45 mm para $\theta = 22,5^\circ$ e 6,20 mm para $\theta = 45^\circ$.

Figura 76 – Geometria da CS-DRA em Banda L.

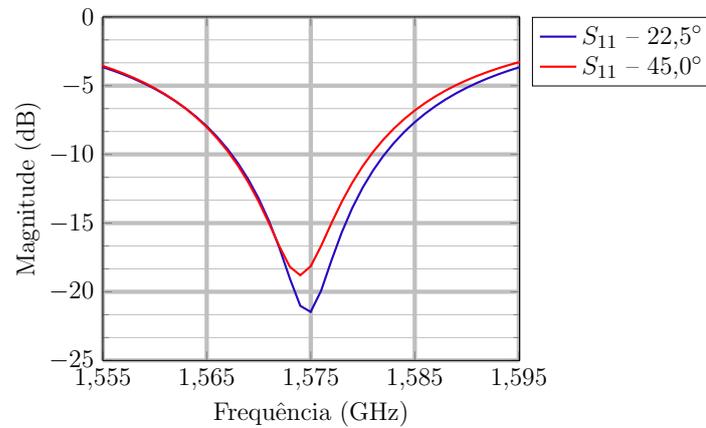


Fonte: Autoria própria.

Os resultados computacionais do parâmetro S_{11} da antena para as duas posições da via de excitação são mostrados na Figura 77. Nota-se que a variação da impedância de entrada em relação à frequência teve o mesmo comportamento em ambas as posições da via de excitação. Além disso, a largura de banda de operação obtida no caso da via posicionada em $\theta = 22,5^\circ$ foi ligeiramente maior que para o caso em que a via está localizada em $\theta = 45^\circ$.

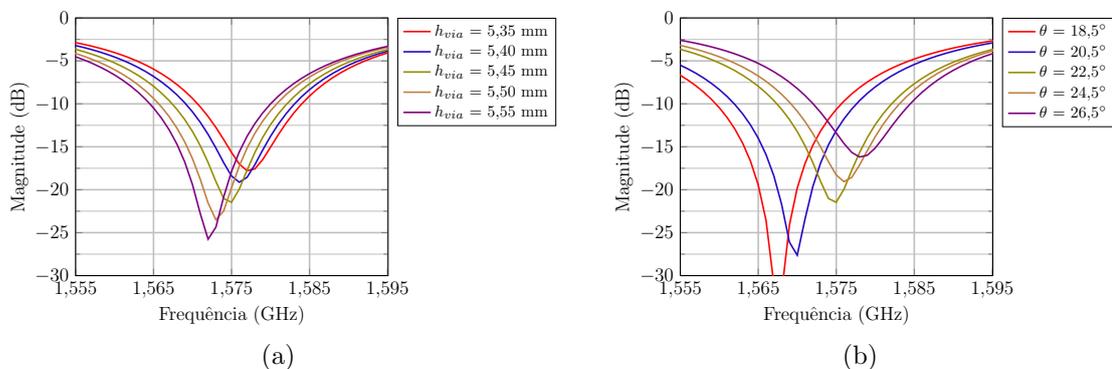
A fim de verificar a sensibilidade da antena em relação a imprecisões no processo de construção, estudos paramétricos foram realizados envolvendo, especialmente, o posicionamento da via de excitação e sua altura. Assim, para cada uma das CS-DRA, foram analisados dois cenários. O primeiro envolve um erro na construção da via de excitação, de

Figura 77 – Resultados computacionais do parâmetro S_{11} da CS-DRA em Banda L para dois posicionamentos diferentes das vias de excitação.



forma que foi considerada uma possível variação de $\Delta h = h_{via} \pm 1$ mm na altura da via. O segundo caso analisado leva em conta um desvio no posicionamento do setor cilíndrico no momento de sua fixação no GND e, em consequência, do posicionamento da via de excitação, fazendo com que possa ocorrer um erro na posição angular da via em relação desejado. Neste caso, foi levado em conta um desvio de $\Delta\theta = \theta \pm 2^\circ$. Os resultados obtidos nos estudos paramétricos da CS-DRA com a via em $22,5^\circ$ são apresentados na Figura 78. A Figura 79 mostra os resultados dos estudos paramétricos com a via em 45° . Dos resultados, percebe-se que imperfeições na altura e no posicionamento da via de excitação afetam na impedância de entrada da CS-DRA, sendo o posicionamento angular da via de excitação o fator que mais impacta no desempenho da antena, uma vez que, além de resultar em um desvio na frequência de ressonância, este erro compromete fortemente o nível do coeficiente de reflexão na entrada do sistema alimentador.

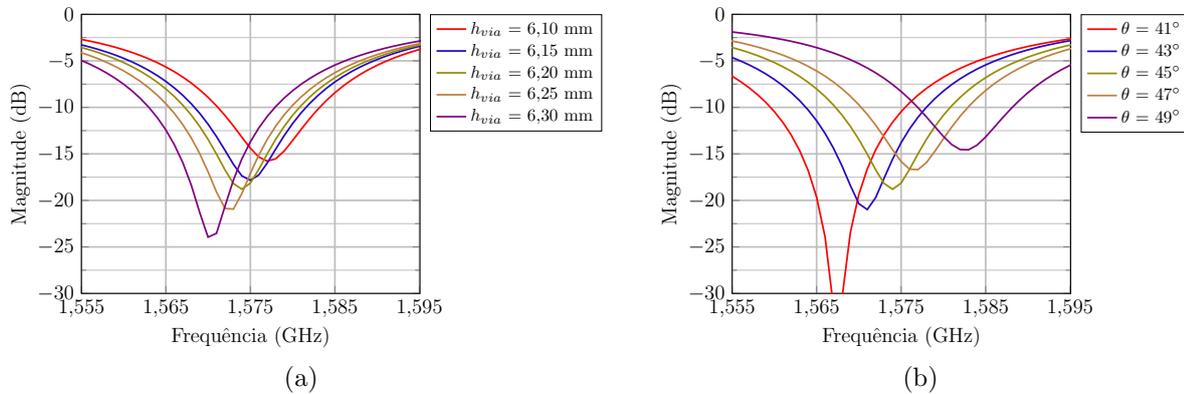
Figura 78 – Variação paramétrica do parâmetros S_{11} em função de desvios na (a) altura e (b) ângulo de posicionamento da via de excitação da CS-DRA com o ponto de alimentação em $22,5^\circ$.



Fonte: Autoria própria.

A fim de confirmar os resultados computacionais, um protótipo da CS-DRA, com

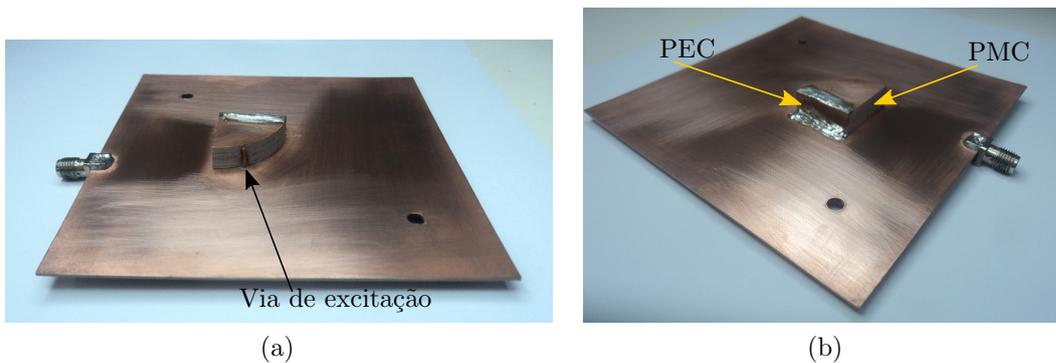
Figura 79 – Variação paramétrica do parâmetro S_{11} em função de desvios na (a) altura e (b) ângulo de posicionamento da via de excitação da CS-DRA com o ponto de alimentação em 45° .



Fonte: Autoria própria.

base na geometria mostrada na Figura 76, foi construído. O ângulo θ considerado para o posicionamento da via de excitação foi $\theta = 22,5^\circ$. A foto do protótipo construído é mostrada na Figura 80. Para realizar o efeito de uma parede elétrica perfeita, na face do protótipo, que foi modelada computacionalmente como PEC, foi incluída uma camada de cobre, a qual foi soldada junto à superfície metálica no topo do setor cilíndrico dielétrico e o GND.

Figura 80 – Protótipo construído da CS-DRA em Banda L.

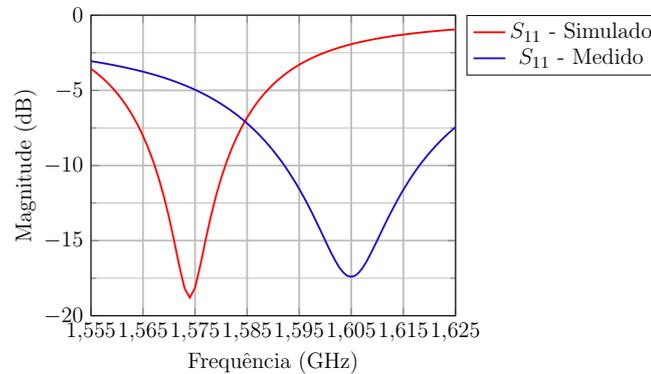


Fonte: Autoria própria.

A comparação entre os resultados simulados e medidos do parâmetro S_{11} é apresentada na Figura 81. Nota-se que houve um desvio de frequência da ressonância do protótipo da CS-DRA para 1,605 GHz. Por isso, um novo estudo paramétrico foi realizado, agora analisando a influência da variação da constante elétrica relativa do material CER-10 no comportamento da frequência de ressonância da CS-DRA. O resultado desta análise paramétrica do valor de ϵ_r é apresentado na Figura 82. Verifica-se que a curva de S_{11} para $\epsilon_r = 9,6$ aproxima-se do resultado medido da CS-DRA. Assim, este valor passará a ser

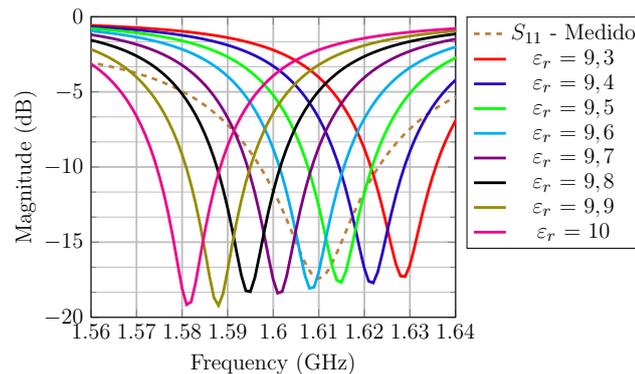
usado nas próximas análises computacionais para esta antena.

Figura 81 – Resultados simulado e medido do parâmetro S_{11} da CS-DRA.



Fonte: Autoria própria.

Figura 82 – Análise paramétrica do valor de ϵ_r da CS-DRA.

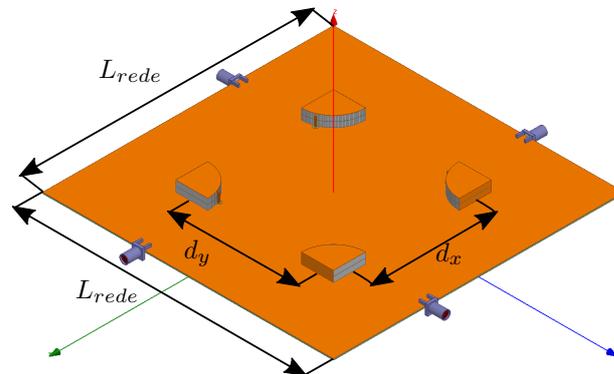


4.8 Rede Planar de Antenas Dielétricas Ressonadoras de Setor Cilíndrico em Banda L

Na seção anterior, os processos do projeto, construção e caracterização experimental de uma antena dielétrica ressonadora de setor cilíndrico em Banda L foram descritos. Em função das suas pequenas dimensões, esta antena foi empregada para composição de uma rede 2x2.

Na Figura 83 é apresentado o modelo computacional da rede planar de CS-DRA. Como o elemento simples possui polarização linear, faz-se necessário aplicar uma rotação sequencial nos elementos da rede de antenas para obtenção de polarização circular. Além disso, é necessário prover correntes de mesma amplitude e com diferença de fase de 90° entre os elementos. O raio e altura dos setores cilíndricos são, respectivamente, 19,40 mm e 6,36 mm. Já a altura da via de excitação é de 5,65 mm. Os elementos estão dispostos de forma uniforme a uma distância de $d_x = d_y = 0,4\lambda_0 = 76,20$ mm. O GND da rede de antenas é quadrado e possui aresta $L_{rede} = 176,20$ mm.

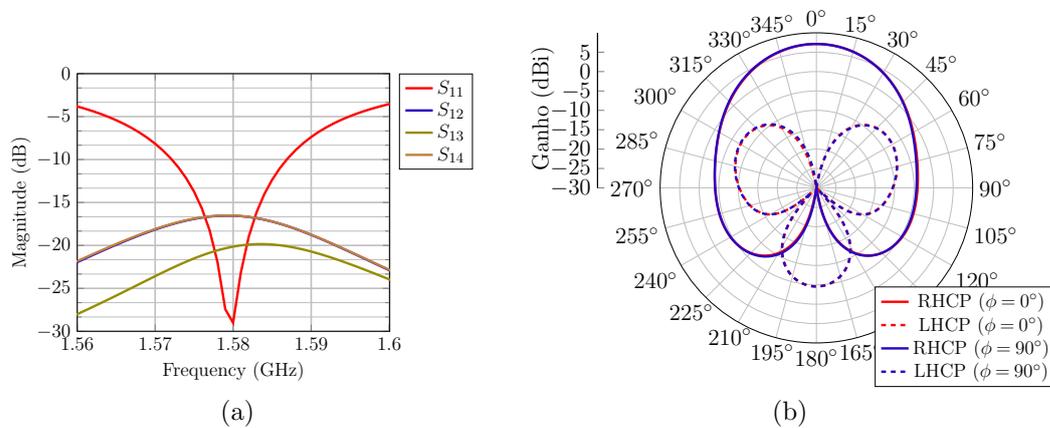
Figura 83 – Modelo computacional da rede 2x2 de antenas dielétricas ressoadoras de setor cilíndrico.



Fonte: Autoria própria.

Os resultados computacionais em termos de parâmetros S e ganho são apresentados na Figura 84. A largura de banda resultante foi de 15 MHz. Já o nível de ganho obtido foi de 7,12 dBi e a razão frente-costas alcançada foi de 11,7 dB. Verifica-se que o diagrama resultante apresenta boa pureza de polarização e elevada simetria.

Figura 84 – Resultados computacionais do (a) parâmetro S e (b) diagrama de irradiação da rede de antenas dielétricas ressoadoras de setor cilíndrico.



Fonte: Autoria própria.

5 CONCLUSÃO

Neste trabalho, antenas dielétricas ressoadoras, de geometria cilíndrica e de setor cilíndrico, foram estudadas. As antenas propostas foram analisadas visando à instalação em nanossatélites do padrão *Cubesat*. Devido à aplicação em questão, as antenas devem ser eficientes, apresentar baixo peso e perfil compacto.

No capítulo 2, uma rede de antenas retangulares miniaturizadas operando em UHF foi proposta. No estudo, foram avaliadas antenas linearmente polarizadas de três espessuras diferentes. O desempenho eletromagnético e características físicas, tanto do elemento quanto da rede de antenas, foram comparados com geometrias descritas na literatura. A análise do desempenho dos irradiadores operando em rede foi analisado. Em termos de massa total, a rede de antenas proposta é mais leve do que todas as consideradas como referência, sendo que equivale a apenas 12,4 % da massa máxima permitida no nanossatélite. Mesmo se tratando de antenas miniaturizadas, foi obtido um ganho maior do que para alguns casos da literatura. Já o resultado obtido para a razão frente-costas, a rede de antenas proposta foi a que apresentou o maior valor.

No capítulo 3, a análise de matemática de três modelos de antenas dielétricas ressoadoras cilíndricas foi realizada. Para obtenção da frequência de ressonância de cada antena, para os modos TE e TM, o método da cavidade ressonante cilíndrica foi utilizado. Mesmo se tratando de uma técnica aproximada, o método da cavidade ressonante mostrou-se ser uma boa alternativa para a obtenção das dimensões geométricas iniciais de uma antena dielétrica ressoadora.

Com a utilização do *software* de simulação eletromagnética Ansys HFSS, analisaram-se antenas dielétricas de formato cilíndrico e uma antena dielétrica compacta para operarem em UHF, no contexto do projeto CONASAT. Na seção 4.1, duas geometrias de CDRA linearmente polarizadas foram tratadas, considerando dois valores de constante dielétrica relativa do material, sendo $\epsilon_r = 30$ e $\epsilon_r = 50$. Em termos de dimensões, a geometria resultante de menor raio e altura foi a projetada com $\epsilon_r = 50$ ($a = 71,80$ mm e altura $h = 43,90$). No entanto, esta foi a que apresentou a menor largura de banda de operação, $BW = 6,32$ MHz, sendo cerca de 55 % menor que em relação à alcançada com $\epsilon_r = 30$, equivalente a $BW = 14,45$ MHz.

A segunda geometria de LP-CDRA em UHF estudada trata-se de uma antena compacta. Das simulações eletromagnéticas, resultaram estruturas de menores dimensões, já que uma técnica de miniaturização de CDRA foi utilizada. No entanto, ocorreu um estreitamento da largura de banda das antenas. Para a LP-CDRA compacta com $\epsilon_r = 30$, $BW = 8,07$ MHz e, para o caso da LP-CDRA com $\epsilon_r = 50$, $BW = 5,03$ MHz. Já na seção 4.2, o desempenho operacional de antenas dielétricas ressoadoras cilíndricas circularmente polarizadas (CDRA-CP) foi avaliado computacionalmente. Neste caso, foi considerado $\epsilon_r = 30$. Em termos de BW , a CDRA-CP de geometria sem carregamento resultou em

largura de banda de operação igual a 14,9 MHz, enquanto que a CDRA-CP compacta resultou em $BW = 11$ MHz. No entanto, com a técnica de miniaturização, foi obtida uma redução de 14,8 % do raio e da altura da CDRA-CP compacta em comparação à CDRA-CP de geometria tradicional. Para alcançar uma estrutura de antena compacta e prover a defasagem necessária para obtenção de uma onda circularmente polarizada, uma híbrida de 90° compacta foi projetada. O projeto, a simulação computacional e a prototipação da híbrida de 90° usando indutores e capacitores foram descritos. Uma boa concordância entre os resultados numéricos e medidos foi obtida. A híbrida compacta possui dimensões de $16 \times 13,6$ mm².

A fim de avaliar o desempenho das antenas analisadas após instalação na estrutura do nanossatélite, uma rede de antenas dielétricas ressoadoras circularmente polarizadas foi modelada na seção 4.3 e seus principais parâmetros eletromagnéticos foram analisados. O ganho resultante foi de apenas 5 dBi, devido à proximidade dos elementos, o que torna o nível de acoplamento muito elevado. Diante deste resultado, um cenário que contempla somente um elemento da CDRA-CP instalado no nanossatélite foi considerado. Neste caso, o ganho obtido foi de 4,75 dBi.

Na seção 4.6, o processo de caracterização e construção de um protótipo de uma CDRA-CP para operar em Banda S foi descrito. O projeto desta antena foi feito com auxílio do software Ansys HFSS. Os resultados obtidos atenderam os requisitos de projeto em termos de largura de banda de operação e ganho. Os resultados medidos apresentaram uma degradação no parâmetro de reflexão em relação às simulações. A fim de investigar o que motivou o aumento do nível de potência refletida na entrada do sistema alimentador da antena, variações paramétricas foram realizadas. Destes estudos, constatou-se que a espessura da cola utilizada para fixar a fita metálica junto à parede do cilindro dielétrico, combinada com desvios no posicionamento da fita metálica, afetaram a impedância de entrada da antena. Os diagramas de irradiação da antena foram medidos em câmara semianecóica. Uma boa concordância entre os resultados medidos e simulados foi alcançado, especialmente em termos de polarização principal (RHCP).

A seção 4.7 contempla a caracterização e construção de um protótipo de uma antena ressoadora dielétrica de setor cilíndrico para operar em Banda L (1,575 GHz). Primeiramente, foi avaliado o melhor posicionamento da via para excitação da antena, sendo consideradas duas posições. Para esta apreciação, foram realizados estudos paramétricos que contemplaram possíveis erros no processo de construção da antena, especialmente no posicionamento da via de excitação. No primeiro caso, foram considerados desvios na altura da via. O outro cenário contemplou um erro no posicionamento da via de excitação. A situação em que a antena mostrou-se ser menos sensível foi para o caso em que a via de excitação estava posicionada a $22,5^\circ$ da superfície em aberto do setor cilindro dielétrico. O protótipo construído foi testado em bancada e o resultado obtido apresentou um desvio na frequência de ressonância. A fim de verificar a causa do desvio em frequência, um estudo

paramétrico do valor de ε_r foi realizado, com o qual constatou-se que a curva assumindo-se $\varepsilon_r = 9,6$ foi a que melhor se aproximou do resultado medido.

Como trabalho futuro, sugere-se a construção de um protótipo de CDRA em UHF. Outro desafio interessante é concluir o projeto de uma rede de antenas dielétricas de setor cilíndrico para Banda S, a fim de possibilitar a comparação operacional com as redes de antenas já fabricadas no LEMA.

REFERÊNCIAS

- 1 RAO, S. K. Advanced antenna technologies for satellite communications payloads. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 63, n. 4, p. 1205–1217, Abril 2015. ISSN 0018-926X. DOI: 10.1109/TAP.2015.2391283. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 31.
- 2 RIBEIRO, J. A. J. Epítome da evolução nas telecomunicações. In: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE MICROONDAS E OPTOELETRÔNICA E CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETROMAGNETISMO (MOMAG 2018), 18 e 13., 2018, Santa Rita do Sapucaí. *Anais...* Santa Rita do Sapucaí: SBMO-SBMag, 2018. p. 953–1015. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 30.
- 3 YAMAGUTI, W.; ORLANDO, V.; PEREIRA, S. P. Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais: status e planos futuros. In: *XIV Simpósio Brasileiro de Sensoriamento Remoto*. Natal-RN: [s.n.], 2009. p. 1633–1640. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 35.
- 4 CARVALHO, M. J. M. et al. CONASAT - constelação de nano satélites para coleta de dados ambientais. In: *XVI Simpósio Brasileiro de Sensoriamento Remoto*. Foz do Iguaçu-PR: [s.n.], 2013. p. 9108–9115. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 35.
- 5 GAO, S. et al. Antennas for modern small satellites. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, v. 51, n. 4, p. 40–56, Ago. 2009. ISSN 1045-9243. DOI: 10.1109/MAP.2009.5338683. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 33.
- 6 GAO, S. et al. Advanced antennas for small satellites. *Proceedings of the IEEE*, v. 106, n. 3, p. 391–403, Mar. 2018. ISSN 0018-9219. DOI: 10.1109/JPROC.2018.2804664. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 33.
- 7 RAHMAT-SAMII, Y.; MANOHAR, V.; KOVITZ, J. M. For satellites, think small, dream big: a review of recent antenna developments for CubeSats. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, IEEE, v. 59, n. 2, p. 22–30, abr. 2017. ISSN 1045-9243. Disponível em: <doi:10.1109/MAP.2017.2655582>. Citado na página 31.
- 8 COSTANTINE, J. et al. UHF deployable antenna structures for CubeSats. In: UNITED STATES NATIONAL COMMITTEE OF URSI NATIONAL RADIO SCIENCE MEETING (USNC-URSI NRSM), 2014, Boulder. *Proceedings...* Boulder: IEEE, 2018. p. 1–1. DOI: 10.1109/USNC-URSI-NRSM.2014.6928057. Citado na página 31.
- 9 COSTANTINE, J. et al. UHF deployable helical antennas for cubeSats. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 64, n. 9, p. 3752–3759, set. 2016. ISSN 0018-926X. Disponível em: <doi:10.1109/TAP.2016.2583058>. Citado na página 31.
- 10 BALANIS, C. A. *Antenna theory: analysis and design*. 3. ed. Hoboken: John Wiley & Son, 2005. 1166 p. Citado 5 vezes nas páginas 31, 40, 43, 46 e 52.
- 11 IMECI Ş. T. et al. S-band TCR patch antenna design for nano satellites. In: SIGNAL PROCESSING AND COMMUNICATIONS APPLICATIONS CONFERENCE, 2010, Diyarbakir. *Proceedings...* Diyarbakir: IEEE, 2010. p. 657–660. DOI: 10.1109/SIU.2010.5648884. Citado na página 31.
- 12 SAPUTRA, W. N.; PRASETYA, B.; WAHYU, Y. Design and realization of two array triangle patch of microstrip antenna with gold plat at frequency 2400–2450 MHz for hexagonal nanosatellite. In: INTERNATIONAL CONFERENCE OF INFORMATION

- AND COMMUNICATION TECHNOLOGY (ICOICT), 2013, Bandung. *Proceedings...* Bandung: IEEE, 2013. p. 322–327. DOI: 10.1109/ICoICT.2013.6574594. Citado na página 31.
- 13 MAGALHÃES, M. P. *Projeto e análise de redes de antenas de microfita para transmissão de dados meteorológicos em nano-satélites*. 54 p. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação)) — Universidade Federal do Pampa, Alegrete, 2014. Citado na página 31.
- 14 VIEIRA, J. M. *Análise eletromagnética do desempenho de antenas instaladas em nanosatélites*. 85 p. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado)) — Universidade Federal do Pampa, Alegrete, 2016. Disponível em: <<http://dspace.unipampa.edu.br:8080/jspui/handle/riu/823>>. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 39.
- 15 FERREIRA, F. G. *Projeto e construção de uma rede de antenas em Banda S para nanosatélites*. 101 p. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado)) — Universidade Federal do Pampa, Alegrete, 2016. Citado na página 31.
- 16 PEREIRA, V. M. *Projeto de um circuito transceptor de frequências para integração em nanosatélites*. 94 p. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado)) — Universidade Federal do Pampa, Alegrete, 2016. Citado na página 31.
- 17 PETOSA, A. et al. Recent advances in dielectric-resonator antenna technology. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, v. 40, n. 3, p. 35–48, jun. 1998. ISSN 1045-9243. Disponível em: <[doi:10.1109/74.706069](https://doi.org/10.1109/74.706069)>. Citado na página 32.
- 18 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*, Nova Iorque, v. 4, n. 3, p. 230–247, jul. 1994. ISSN 1099-047X. Disponível em: <[doi:10.1002/mmce.4570040304](https://doi.org/10.1002/mmce.4570040304)>. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 63.
- 19 PETOSA, A.; ITTIPIBOON, A. Dielectric resonator antennas: a historical review and the current state of the art. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, v. 52, n. 5, p. 91–116, out. 2010. ISSN 1045-9243. Disponível em: <[doi:10.1109/MAP.2010.5687510](https://doi.org/10.1109/MAP.2010.5687510)>. Citado 3 vezes nas páginas 32, 51 e 63.
- 20 LONG, S.; MCALLISTER, M.; SHEN, L. The resonant cylindrical dielectric cavity antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 31, n. 3, p. 406–412, maio 1983. ISSN 0018-926X. Disponível em: <[doi:10.1109/TAP.1983.1143080](https://doi.org/10.1109/TAP.1983.1143080)>. Citado 3 vezes nas páginas 32, 51 e 52.
- 21 MCALLISTER, M. W.; LONG, S. A.; CONWAY, G. L. Rectangular dielectric resonator antenna. *Electronics Letters*, v. 19, n. 6, p. 218–219, mar. 1983. ISSN 0013-5194. Disponível em: <[doi:10.1049/el:19830150](https://doi.org/10.1049/el:19830150)>. Citado na página 32.
- 22 SINGH, M. et al. Design of rectangular dielectric resonator antenna using offset micro-strip feed for satellite application. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMPUTING FOR SUSTAINABLE GLOBAL DEVELOPMENT (INDIACOM), 3., 2016, Nova Deli. *Proceedings...* Nova Deli, 2016. p. 124–128. ISSN 0973-7529. Citado na página 32.

- 23 IEEE. *IEEE standard letter designations for radar-frequency bands*. Nova Iorque, 2003. 1-3 p. Citado 3 vezes nas páginas 32, 62 e 88.
- 24 SARCAR, S.; PRADHAN, H. A cross-slot coupled hexagonal dielectric resonator antenna for C-band applications. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON WIRELESS COMMUNICATIONS, SIGNAL PROCESSING AND NETWORKING (WISPNET), 2017, Chennai. *Proceedings...* Chennai, 2017. p. 1488–1493. Disponível em: <doi:10.1109/WISPNET.2017.8300010>. Citado na página 32.
- 25 MASSIE, G. et al. A wideband circularly polarized rectangular dielectric resonator antenna. In: European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 4., 2010, Barcelona. *Proceedings...* Barcelona: IEEE, 2010. p. 1–2. ISSN 2164-3342. Citado na página 32.
- 26 CAIZZONE, S.; DREHER, A. Miniaturized DRA array for GNSS applications. In: European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 9., 2015, Lisboa. *Proceedings...* Lisboa: IEEE, 2015. p. 1–2. ISSN 2164-3342. Citado na página 32.
- 27 WANG, X. C. et al. Single-feed dual-band circularly polarized dielectric resonator antenna for cns applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 65, n. 8, p. 4283–4287, ago. 2017. ISSN 0018-926X. Disponível em: <doi:10.1109/TAP.2017.2710222>. Citado na página 32.
- 28 JOVIĆ, S.; CLÉNET, M.; ANTAR, Y. M. M. A compact wideband 4-port circularly polarized dielectric resonator antenna. In: European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 11., 2017, Paris. *Proceedings...* Paris: IEEE, 2010. p. 1957–1959. ISSN 2164-3342. Disponível em: <doi:10.23919/EuCAP.2017.7928790>. Citado na página 32.
- 29 MONGIA, R. K. Reduced size metallized dielectric resonator antennas. In: ANTENNAS AND PROPAGATION SOCIETY INTERNATIONAL SYMPOSIUM, 1997, Monreal. *Proceedings...* Monreal: IEEE, 1997. v. 4, p. 2202–2205. Disponível em: <doi:10.1109/APS.1997.625406>. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 63.
- 30 LEE, M. T. et al. A small dielectric resonator antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 50, n. 10, p. 1485–1487, Out 2002. ISSN 0018-926X. DOI: 10.1109/TAP.2002.806539. Citado na página 32.
- 31 TAM, M. T. K.; MURCH, R. D. Half volume dielectric resonator antenna designs. *Electronics Letters*, v. 33, n. 23, p. 1914–1916, Nov 1997. ISSN 0013-5194. DOI: 10.1049/el:19971334. Citado na página 32.
- 32 TAM, M. T. K.; MURCH, R. D. Compact circular sector and annular sector dielectric resonator antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 47, n. 5, p. 837–842, Maio 1999. ISSN 0018-926X. DOI: 10.1109/8.774138. Citado na página 32.
- 33 PODILCHAK, S. K.; MURDOCH, A. P.; ANTAR, Y. M. M. Compact, microstrip-based folded-shortened patches: Pcb antennas for use on microsatellites. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, v. 59, n. 2, p. 88–95, April 2017. ISSN 1045-9243. DOI: 10.1109/MAP.2017.2655581. Citado na página 33.
- 34 ISIS. *CubeSat structures*. Delft, 2016. 1-3 p. Disponível em: <https://www.isispace.nl/wp-content/uploads/2016/02/ISIS-CubeSat-Structures-Brochure-v1.pdf>. Citado 3 vezes nas páginas 34, 35 e 36.

- 35 WEKERLE, T. et al. Status and trends of smallsats and their launch vehicles an up-to-date review. *Journal of Aerospace Technology and Management*, scielo, v. 9, p. 269 – 286, 09 2017. ISSN 2175-9146. DOI: 10.5028/jatm.v9i3.853. Citado na página 33.
- 36 LIMA, J. S. dos S. et al. *Documento de Requisitos Preliminares - Fase A (DRP)*. Natal, 2012. Disponível em: <<http://www.crn2.inpe.br/conasat1/docprojeto.php>>. Citado 3 vezes nas páginas 36, 37 e 101.
- 37 FRENZEL, L. E. *Fundamentos de comunicação eletrônica: Linhas, micro-ondas e antenas*. Porto Alegre: AMGH, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 37.
- 38 RIBEIRO, J. A. J. *Engenharia de antenas: Fundamentos, projetos e aplicações*. 1. ed. São Paulo: Érica, 2012. Citado na página 40.
- 39 TACONIC. *ORCER CER-10*. Petersburg, NY, 2018. 1-4 p. Disponível em: <<http://www.4taconic.com/page/cer-10-317.html>>. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 45.
- 40 VIEIRA, J. M. et al. Microstrip antenna with extended ground plane for meteorological nano-satellites. In: *XXXIII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT 2015)*. Juiz de Fora-MG: [s.n.], 2015. p. 477–481. Citado 6 vezes nas páginas 41, 45, 46, 47, 48 e 49.
- 41 WONG, K.-L. *Compact and broadband microstrip antennas*. 1. ed. Nova Iorque: John Wiley & Sons, 2002. (Wiley series in microwave and optical engineering). ISBN 0471417173. Citado na página 42.
- 42 MAGALHÃES, M. P. et al. Design and analysis of microstrip antenna arrays for meteorological nano-satellites for UHF uplink. In: *2014 International Telecommunications Symposium (ITS)*. São Paulo-SP: [s.n.], 2014. p. 1–5. DOI: 10.1109/ITS.2014.6947985. Citado 5 vezes nas páginas 45, 46, 47, 48 e 49.
- 43 VIEIRA, J. et al. Development of an UHF 2 x 2 microstrip antenna array for nano-satellites. *Journal of Communication and Information Systems*, v. 31, n. 1, p. 137–145, Jun. 2016. DOI: 10.14209/jcis.2016.13. Citado 4 vezes nas páginas 45, 46, 47 e 49.
- 44 MOREIRA, E. C. et al. Microstrip antenna with extended ground plane for meteorological nano-satellites. In: *XXXIV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT 2016)*. Santarém-PA: [s.n.], 2016. p. 125–128. Citado 5 vezes nas páginas 45, 46, 47, 48 e 49.
- 45 VIEIRA, J. M. et al. UHF and S-band antenna arrays for nano-satellite-based data-relay. In: *12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–5. DOI: 10.1049/cp.2018.0984. Citado 4 vezes nas páginas 45, 46, 47 e 49.
- 46 ROGERS CORPORATION. *TMM Thermoset Microwave Materials*. Chandler, AZ, 2018. 1-2 p. Disponível em: <<https://www.rogerscorp.com/acs/products/50/TMM-10i-Laminates.aspx>>. Citado na página 45.
- 47 HUANG, J. A technique for an array to generate circular polarization with linearly polarized elements. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 34, n. 9, p. 1113–1124, Sep. 1986. DOI: 10.1109/TAP.1986.1143953. Citado na página 47.
- 48 BALANIS, C. A. *Advanced engineering electromagnetics*. 1. ed. Hoboken: John Wiley & Sons, 1989. 1002 p. Citado 6 vezes nas páginas 47, 53, 54, 57, 58 e 71.

- 49 KEYROUZ, S.; CARATELLI, D. Dielectric resonator antennas: basic concepts, design guidelines, and recent developments at millimeter-wave frequencies,. *International Journal of Antennas and Propagation*, v. 2016, p. 1–20, set. 2016. ISSN 1687-5877. Disponível em: <doi:10.1155/2016/6075680>. Citado na página 51.
- 50 YEE, H. Y. Natural resonant frequencies of microwave dielectric resonators (Correspondence). *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 13, n. 2, p. 256, mar. 1965. ISSN 0018-9480. Citado na página 52.
- 51 ANSYS, INC. *HFSS Online Help*. Canonsburg, 2016. 3541 p. Citado 2 vezes nas páginas 59 e 60.
- 52 KAJFEZ, D.; GLISSON, A.; JAMES, J. Computed modal field distributions for isolated dielectric resonators. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, v. 32, n. 12, p. 1609–1616, dez. 1984. ISSN 0018-9480. Citado na página 62.
- 53 TAM, T. K. *Compact dielectric resonator antennas for wireless communications*. 77 p. Dissertação (Master of Philosophy) — Hong Kong University of Science and Technology, Hong Kong, 1995. Disponível em: <http://hdl.handle.net/1783.1/4470>. Citado na página 70.
- 54 ROGERS CORPORATION. *RO4000 series - high frequency circuit materials*. Chandler, 2018. 3541 p. Disponível em: <https://www.rogerscorp.com/documents/726/acm/RO4000-Laminates---Data-sheet.pdf>. Citado na página 86.
- 55 WANG, J.-A. H. . Y.-H. A compact quadrature hybrid based on high-pass and low-pass lumped elements. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, IEEE, v. 17, n. 8, p. 595–597, ago. 2007. ISSN 1531-1309. Disponível em: <doi:10.1109/LMWC.2007.901775>. Citado na página 88.
- 56 POZAR, D. M. *Microwave engineering*. 3. ed. Hoboken: John Wiley & Son, 2004. 1002 p. Citado na página 89.
- 57 TACONIC. *RF-60A low moisture absorption material*. Petersburg, 2013. 1-2 p. Disponível em: <http://www.4taconic.com/page/rf-60a-305.html>. Citado na página 90.
- 58 Würth Elektronik. *WE-KI HC SMD high current wire wound ceramic inductor*. Mouser Electronics, 2012. Disponível em: <https://br.mouser.com/datasheet/2/445/744916119-1102665.pdf>. Citado na página 91.
- 59 AVX. *C0GNP0 dielectric*. Mouser Electronics, 2012. Disponível em: <https://br.mouser.com/datasheet/2/40/C0GNP0-Dielectric-951274.pdf>. Citado na página 91.
- 60 HENKEL LOCTITE ADESIVOS LTDA. *Loctite 416*. Itapevi, SP, 2016. 1-4 p. Disponível em: <http://www.brafix.com.br/ft/422.pdf>. Citado na página 102.
- 61 TACONIC. *Fastrise27*. Petersburg, NY, 2016. 1-4 p. Disponível em: <https://www.4taconic.com/page/fastrise27-89.html>. Citado na página 102.

Anexos

ANEXO A – EQUAÇÃO DA ONDA NO DOMÍNIO ESPACIAL

O comportamento da propagação das ondas eletromagnéticas são governadas por leis físicas muito bem definidas. Estas leis são conhecidas como equações de Maxwell. Para a obtenção das equações da onda, o meio a ser considerado é livre de fontes de energia. As equações de Maxwell na forma diferencial são

$$\nabla \times \vec{H} = (\sigma + j\omega\epsilon)\vec{E}, \quad (\text{A.1a})$$

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H}, \quad (\text{A.1b})$$

$$\nabla \cdot \vec{E} = 0, \quad (\text{A.1c})$$

$$\nabla \cdot \vec{H} = 0. \quad (\text{A.1d})$$

Tomando a lei de Ampère (A.1a) e, além disso, aplicando o operador $\nabla \times$ em ambos os lados e substituindo (A.1b) em (A.1a), obtêm-se

$$\nabla \times \nabla \times \vec{H} = (\omega^2\epsilon\mu - j\omega\sigma\mu)\vec{H}. \quad (\text{A.2})$$

Usando a identidade de campo vetorial,

$$\vec{A} \times (\vec{B} \times \vec{C}) = (\vec{A} \cdot \vec{C})\vec{B} - (\vec{A} \cdot \vec{B})\vec{C}, \quad (\text{A.3})$$

a (A.2) pode ser reescrita como:

$$\nabla(\nabla \cdot \vec{H}) - \nabla^2 \vec{H} = (\omega^2\epsilon\mu - j\omega\sigma\mu)\vec{H}. \quad (\text{A.4})$$

Usando a lei de Gauss para o magnetismo, (A.1d), e considerando que o meio não apresenta perdas, ou seja, $\sigma = 0$, têm-se:

$$\nabla^2 \vec{H} + k^2 \vec{H} = 0, \quad (\text{A.5})$$

que é a equação de Helmholtz (equação da onda no domínio espacial) em função do campo magnético. Em (A.5), $k = \omega\sqrt{\epsilon\mu}$ é o número de onda ou constante de propagação do meio sem perdas.

Agora, tomando a lei de Faraday, (A.1b), e aplicando o rotacional em ambos os lados, além disso, substituindo a lei de Ampère, obtêm-se

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E} = (\omega^2\epsilon\mu - j\omega\sigma\mu)\vec{E}. \quad (\text{A.6})$$

Usando a lei de Gauss, (A.1c) e considerando o meio sem perdas, $\sigma = 0$:

$$\nabla^2 \vec{E} + \omega^2\mu\epsilon\vec{E} = 0 \quad (\text{A.7})$$

Utilizando a definição do número de onda k em (A.7):

$$\nabla^2 \vec{E} + k^2 \vec{E} = 0 \quad (\text{A.8})$$

A (A.8) é a equação de Helmholtz em função do campo elétrico.

ANEXO B – SOLUÇÕES DAS EQUAÇÕES DE ONDA EM COORDENADAS CILÍNDRICAS

As equações de onda no domínio espacial para os campos magnético e elétrico, considerando um meio livre de fontes e sem perdas, são definidas por (A.5) e (A.8).

Em coordenadas cilíndricas, a solução geral para a equação da onda vetorial do campo elétrico (A.8) pode ser reescrita como uma função dependente das variáveis ρ , ϕ e z , conforme segue

$$\vec{E} = E_\rho(\rho, \phi, z)\hat{\rho} + E_\phi(\rho, \phi, z)\hat{\phi} + E_z(\rho, \phi, z)\hat{z}. \quad (\text{B.1})$$

Substituindo (B.1) na equação da onda para o campo elétrico, dada por (A.8), resulta em

$$\nabla^2 (E_\rho\hat{\rho} + E_\phi\hat{\phi} + E_z\hat{z}) + k^2 (E_\rho\hat{\rho} + E_\phi\hat{\phi} + E_z\hat{z}) = 0, \quad (\text{B.2})$$

que não pode ser diretamente reduzida a três equações escalares independentes, pois

$$\nabla^2(E_\rho\hat{\rho}) \neq \hat{\rho}\nabla^2 E_\rho,$$

e

$$\nabla^2(E_\phi\hat{\phi}) \neq \hat{\phi}\nabla^2 E_\phi.$$

Porém,

$$\nabla^2(E_z\hat{z}) = \hat{z}\nabla^2 E_z.$$

Portanto, (B.2) pode ser reduzida, por ora, a uma equação de onda escalar em função da variável z , que é

$$\nabla^2 E_z + k^2 E_z = 0. \quad (\text{B.3})$$

Para uma função vetorial genérica $\vec{\psi}$, $\nabla^2 \vec{\psi}$ em coordenadas cilíndricas é dado por

$$\nabla^2 \vec{\psi}(\rho, \phi, z) = \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left(\rho \frac{\partial}{\partial \rho} \vec{\psi} \right) + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2}{\partial \phi^2} \vec{\psi} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \vec{\psi}. \quad (\text{B.4})$$

Assim, é possível escrever (B.3) na forma de (B.4), o que resulta em

$$\frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left(\rho \frac{\partial}{\partial \rho} E_z \right) + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2}{\partial \phi^2} E_z + \frac{\partial^2}{\partial z^2} E_z + k^2 E_z = 0. \quad (\text{B.5})$$

Uma possível solução para (B.5) pode ser determinada utilizando o método de separação de variáveis, que possui a seguinte forma:

$$E_z(\rho, \phi, z) = P(\rho)F(\phi)Z(z). \quad (\text{B.6})$$

Substituindo (B.6) em (B.5) e dividindo por $P(\rho)F(\phi)Z(z)$ resulta em

$$\frac{1}{\rho} \frac{1}{P} \frac{d}{d\rho} \left(\rho \frac{d}{d\rho} P \right) + \frac{1}{\rho^2} \frac{1}{F} \frac{d^2}{d\phi^2} F + \frac{1}{Z} \frac{d^2}{dz^2} Z + k^2 = 0. \quad (\text{B.7})$$

O terceiro termo de (B.7) depende exclusivamente da variável z , o que permite igualá-lo a uma contante k_z^2 . Assim,

$$\frac{1}{Z} \frac{d^2}{dz^2} Z = -k_z^2. \quad (\text{B.8})$$

Substituindo (B.8) em (B.7) e multiplicando por ρ^2 , resulta em

$$\rho \frac{1}{P} \frac{d}{d\rho} \left(\rho \frac{d}{d\rho} P \right) + \frac{1}{F} \frac{d^2}{d\phi^2} F + \rho^2 (k^2 - k_z^2) = 0. \quad (\text{B.9})$$

O segundo termo de (B.9) depende somente da variável ϕ . Dessa forma, ele pode ser igualado por uma constante k_ϕ^2 . Assim,

$$\frac{1}{F} \frac{d^2}{d\phi^2} F = -k_\phi^2 = n^2, \quad (\text{B.10})$$

onde n é um número inteiro.

Agora, substituindo (B.10) em (B.9) e multiplicando por P , têm-se

$$\rho \frac{d}{d\rho} \left(\rho \frac{d}{d\rho} P \right) + P(k_c^2 \rho^2 - k_\phi^2) = 0, \quad (\text{B.11})$$

onde $k_c^2 = k^2 - k_z^2$.

Assumindo que a onda eletromagnética tenha comportamento estacionário ao longo do eixo z , uma possível solução geral de (B.8) é

$$Z(z) = A \text{sen}(k_z z) + B \text{cos}(k_z z). \quad (\text{B.12})$$

Assumindo, também, que a onda ao longo de ϕ seja de natureza estacionária, uma possível solução geral para (B.10) é

$$P(\phi) = C \text{sen}(k_\phi \phi) + D \text{cos}(k_\phi \phi). \quad (\text{B.13})$$

Considerando que a solução de H_z deva ser periódica ao longo de ϕ , isto é, $H_z = H_z(\rho, \phi \pm 2\pi m)$; k_ϕ dever ser um inteiro, n . Com isso, (B.13) é reescrita como

$$P(\phi) = C \text{sen}(n\phi) + D \text{cos}(n\phi), \quad (\text{B.14})$$

enquanto que (B.11) torna-se

$$\rho \frac{d}{d\rho} \left(\rho \frac{d}{d\rho} P \right) + P(k_c^2 \rho^2 - n^2) = 0, \quad (\text{B.15})$$

que é conhecida como equação diferencial de Bessel. E como a onda eletromagnética também possui comportamento estacionário ao longo de ρ no interior do ressoador, uma solução geral para (B.15) é

$$P(\rho) = EJ_m(k_c \rho) + FY_m(k_c \rho), \quad (\text{B.16})$$

onde $J_m(k_c \rho)$ e $Y_m(k_c \rho)$ são funções de Bessel de primeira e segunda ordem, respectivamente. Como $Y_m(k_c \rho) \rightarrow \infty$ em $\rho = 0$, este termo é fisicamente inaceitável para este problema. Devido a isso, deve ocorrer $F = 0$. Por isso, (B.16) pode ser definida simplesmente como sendo

$$P(\rho) = EJ_m(k_c \rho). \quad (\text{B.17})$$

Finalmente, substituindo (B.12), (B.14) e (B.17) em (B.6), a solução geral para a componente E_z do campo elétrico é

$$E_z(\rho, \phi, z) = [A \operatorname{sen}(k_z z) + B \operatorname{cos}(k_z z)] [C \operatorname{sen}(n\phi) + D \operatorname{cos}(n\phi)] EJ_m(k_c \rho). \quad (\text{B.18})$$

Como a equação da onda para o campo magnético (A.5) tem o mesmo formato que (A.8), o procedimento para se obter sua solução geral é o mesmo que o aplicado para determinar (B.18). Que por consequência, chega-se a uma solução semelhante. Assim, a solução geral de (A.5) é

$$H_z(\rho, \phi, z) = [A \operatorname{sen}(k_z z) + B \operatorname{cos}(k_z z)] [C \operatorname{sen}(n\phi) + D \operatorname{cos}(n\phi)] EJ_m(k_c \rho). \quad (\text{B.19})$$

ANEXO C – DERIVAÇÃO DAS COMPONENTES DE CAMPO AO LONGO DAS DIREÇÕES ρ E ϕ

Assumindo que a região é livre de fontes, sem perdas e homogênea, as equações de Maxwell, em coordenadas cilíndricas, podem ser escritas como

$$\nabla \times \vec{E}(\rho, \phi, z) = -j\omega\mu\vec{H}(\rho, \phi, z), \quad (\text{C.1a})$$

$$\nabla \times \vec{H}(\rho, \phi, z) = j\omega\varepsilon\vec{E}(\rho, \phi, z). \quad (\text{C.1b})$$

O rotacional de um campo vetorial genérico $\vec{\psi}$ em coordenadas cilíndricas é dado por

$$\nabla \times \vec{\psi}(\rho, \phi, z) = \left(\frac{1}{\rho} \frac{\partial \psi_z}{\partial \phi} - \frac{\partial \psi_\phi}{\partial z} \right) \hat{\rho} + \left(\frac{\partial \psi_\rho}{\partial z} - \frac{\partial \psi_z}{\partial \rho} \right) \hat{\phi} + \left(\frac{1}{\rho} \frac{\partial(\rho\psi_\phi)}{\partial \rho} - \frac{1}{\rho} \frac{\partial \psi_\rho}{\partial \phi} \right) \hat{z}, \quad (\text{C.2})$$

onde $\hat{\rho}$, $\hat{\phi}$ e \hat{z} são os vetores unitários nas direções ρ , ϕ e z , respectivamente.

Desta forma, escrevendo (C.1a) em sua forma expandida

$$\left(\frac{1}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \phi} - \frac{\partial E_\phi}{\partial z} \right) \hat{\rho} + \left(\frac{\partial E_\rho}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial \rho} \right) \hat{\phi} + \frac{1}{\rho} \left(\frac{\partial(\rho E_\phi)}{\partial \rho} - \frac{\partial E_\rho}{\partial \phi} \right) \hat{z} = -j\omega\mu(H_\rho \hat{\rho} + H_\phi \hat{\phi} + H_z \hat{z}). \quad (\text{C.3})$$

Relacionando cada um dos termos do lado esquerdo com os do lado direito em (C.3), tem-se as seguintes equações escalares:

$$\frac{1}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \phi} - \frac{\partial E_\phi}{\partial z} = -j\omega\mu H_\rho, \quad (\text{C.4a})$$

$$\frac{\partial E_\rho}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial \rho} = -j\omega\mu H_\phi, \quad (\text{C.4b})$$

$$\frac{1}{\rho} \frac{\partial(\rho E_\phi)}{\partial \rho} - \frac{1}{\rho} \frac{\partial E_\rho}{\partial \phi} = -j\omega\mu H_z. \quad (\text{C.4c})$$

Isolando as componentes H_ρ e H_ϕ em (C.4a) e (C.4b), respectivamente, obtém-se

$$H_\rho = -\frac{1}{j\omega\mu} \left(\frac{1}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \phi} - \frac{\partial E_\phi}{\partial z} \right)$$

$$H_\rho = \frac{1}{j\omega\mu} \left(\frac{\partial E_\phi}{\partial z} - \frac{1}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \phi} \right), \quad (\text{C.5a})$$

$$H_\phi = -\frac{1}{j\omega\mu} \left(\frac{\partial E_\rho}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial \rho} \right)$$

$$H_\phi = \frac{1}{j\omega\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial \rho} - \frac{\partial E_\rho}{\partial z} \right). \quad (\text{C.5b})$$

Agora, expandindo o rotacional do campo magnético de (C.1b):

$$\left(\frac{1}{\rho} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} - \frac{\partial H_\phi}{\partial z}\right) \hat{\rho} + \left(\frac{\partial H_\rho}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial \rho}\right) \hat{\phi} + \frac{1}{\rho} \left(\frac{\partial(\rho H_\phi)}{\partial \rho} - \frac{\partial H_\rho}{\partial \phi}\right) \hat{z} = j\omega\varepsilon(E_\rho \hat{\rho} + E_\phi \hat{\phi} + E_z \hat{z}). \quad (\text{C.6})$$

Relacionando, agora, cada um dos termos do lado esquerdo com os do lado direito em (C.6), obtém-se:

$$\frac{1}{\rho} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} - \frac{\partial H_\phi}{\partial z} = j\omega\varepsilon E_\rho, \quad (\text{C.7a})$$

$$\frac{\partial H_\rho}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial \rho} = j\omega\varepsilon E_\phi, \quad (\text{C.7b})$$

$$\frac{1}{\rho} \frac{\partial(\rho H_\phi)}{\partial \rho} - \frac{1}{\rho} \frac{\partial H_\rho}{\partial \phi} = j\omega\varepsilon E_z. \quad (\text{C.7c})$$

Isolando as componentes E_ρ e E_ϕ em (C.7a) e (C.7b), respectivamente, obtém-se:

$$E_\rho = \frac{1}{j\omega\varepsilon} \left(\frac{1}{\rho} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} - \frac{\partial H_\phi}{\partial z}\right), \quad (\text{C.8a})$$

$$E_\phi = \frac{1}{j\omega\varepsilon} \left(\frac{\partial H_\rho}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial \rho}\right). \quad (\text{C.8b})$$

Substituindo (C.8b) em (C.5a) e (C.8a) em (C.5b) resulta, respectivamente, em

$$\left(\omega^2 \mu \varepsilon + \frac{\partial^2}{\partial z^2}\right) H_\rho = \frac{\partial^2 H_z}{\partial \rho \partial z} + j\omega\varepsilon \frac{1}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \phi}, \quad (\text{C.9a})$$

$$\left(\omega^2 \mu \varepsilon + \frac{\partial^2}{\partial z^2}\right) H_\phi = -j\omega\varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial^2 H_z}{\partial \phi \partial z}. \quad (\text{C.9b})$$

Agora, substituindo (C.5b) em (C.8a) e (C.5a) em (C.8b) resulta, respectivamente, em

$$\left(\omega^2 \mu \varepsilon + \frac{\partial^2}{\partial z^2}\right) E_\rho = -j\omega\mu \frac{1}{\rho} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial \rho \partial z}, \quad (\text{C.10a})$$

$$\left(\omega^2 \mu \varepsilon + \frac{\partial^2}{\partial z^2}\right) E_\phi = \frac{1}{\rho} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \phi \partial z} + j\omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial \rho}. \quad (\text{C.10b})$$

Definindo a constante de propagação como sendo $k^2 = \omega^2 \mu \varepsilon$, as relações definidas

em (C.9a), (C.9b), (C.10a) e (C.10b) são reescritas como

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2\right) H_\rho = \frac{\partial^2 H_z}{\partial \rho \partial z} + j\omega\varepsilon \frac{1}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \phi}, \quad (\text{C.11a})$$

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2\right) H_\phi = \frac{1}{\rho} \frac{\partial^2 H_z}{\partial \phi \partial z} - j\omega\varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial \rho}, \quad (\text{C.11b})$$

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2\right) E_\rho = -j\omega\mu \frac{1}{\rho} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial \rho \partial z}, \quad (\text{C.11c})$$

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2\right) E_\phi = j\omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \phi \partial z}. \quad (\text{C.11d})$$