

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA

MELISSA BILHER RODRIGUES DA SILVA

**ANÁLISE E PROJETO DE REDES
REFLETORAS EMBARCADAS EM
NANOSATÉLITE**

**Alegrete
2021**

MELISSA BILHER RODRIGUES DA SILVA

**ANÁLISE E PROJETO DE REDES
REFLETORAS EMBARCADAS EM
NANOSATÉLITE**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao curso de Bacharelado em Engenharia de Telecomunicações como requisito parcial para a obtenção do grau de Bacharel em Engenharia de Telecomunicações.

Orientador: Dr. Edson Rodrigo Schlosser

**Alegrete
2021**

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) .

S523a Silva, Melissa Bilher Rodrigues da
Análise e Projeto de Redes Refletoras Embarcadas em
Nanossatélite / Melissa Bilher Rodrigues da Silva.
78 p.

Trabalho de Conclusão de Curso(Graduação)-- Universidade
Federal do Pampa, ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES, 2021.
"Orientação: Edson Rodrigo Schlosser".

1. Nanossatélites. 2. Redes Refletoras. 3. Teoria de redes
de antenas. 4. Sínteses de diagrama de irradiação. I. Título.



SERVIÇO PÚBLICO FEDERAL
MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
Universidade Federal do Pampa

MELISSA BILHER RODRIGUES DA SILVA

ANÁLISE E PROJETO DE REDES REFLETORAS EMBARCADAS EM NANOSSATÉLITE

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia de Telecomunicações.

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado em: 13 de Maio de 2021.

Banca examinadora:

Prof. Dr. Edson Rodrigo Schlosser
Orientador
UNIPAMPA

Dr. Roger Lorenzoni Farias
Instituto de Soldadura e Qualidade - ISQ

Prof. Dr. Marcos Vinício Thomas Heckler
UNIPAMPA



Assinado eletronicamente por **EDSON RODRIGO SCHLOSSER, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 15/05/2021, às 12:43, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



Assinado eletronicamente por **Roger Lorenzoni Farias, Usuário Externo**, em 15/05/2021, às 12:43, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



Assinado eletronicamente por **MARCOS VINICIO THOMAS HECKLER, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 15/05/2021, às 18:33, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://sei.unipampa.edu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **0526672** e o código CRC **091ED4F3**.

Universidade Federal do Pampa, Campus Alegrete
Av. Tiarajú, 810 – Bairro: Ibirapuitã – Alegrete – RS CEP: 97.546-550

Telefone: (55) 3422-8400

AGRADECIMENTO

Primeiramente gostaria de agradecer a minha família pelo porto seguro, as minhas tias Tanise e Lidiane por todo o suporte e apoio durante esses anos de formação, aos meus avós Venâncio e Lourdes por sempre acreditarem no meu potencial, aos meus pais Alessandra, Marcelo e minha irmã Jasmini pelas muitas palavras de incentivo, por todo apoio e carinho. Todos de alguma forma me deram forças para chegar até aqui.

Sou muito grata pelos colegas que tive durante essa jornada, os quais se tornaram grande amigos que quero levar para a vida toda. Principalmente a Sinara, Joe e Jean que tive o prazer de conhecer e compartilhar muitas alegrias e tristezas, pois a faculdade exige muito da gente e sem vocês tudo seria mais difícil. Agradeço em especial ao Gustavo que foi essencial nesses últimos semestres, por todas as palavras de incentivo, pela ajuda, apoio, carinho e por não me deixar desistir nos momentos de dificuldade.

Gostaria de agradecer aos muitos professores que tive durante essa formação, que de alguma forma contribuíram para o meu crescimento, por todos os ensinamentos e puxões de orelha ao longo desses anos. Ao professor Edson Schlosser pela orientação, disponibilidade de tempo, paciência, incentivo e ensinamentos que tornaram possível a conclusão deste trabalho e ajudaram na minha formação.

E por fim, obrigada a todos que de alguma forma fizeram parte dessa caminhada!

”Aqueles que passam por nós, não vão sós,
não nos deixam sós. Deixam um pouco de
si, levam um pouco de nós.”

(Antoine de Saint-Exupéry)

RESUMO

Neste trabalho são apresentadas as características e os aspectos de projeto de redes refletoras para aplicações espaciais na frequência de 8,6 GHz. Análises são realizadas visando a utilização em um nanossatélite com o padrão *CubeSat* (arestas de 20 cm), pois este tipo de antena apresenta a facilidade de conformação sobre o corpo da estrutura no momento do lançamento. Adicionalmente, o projeto deve atender requisitos, tais como frequência e banda de operação, dimensões máximas e espaçamento mínimo entre elementos. Fazendo-se uso do conceito de variação de fase a partir da modificação do tamanho físico do espalhador metálico impresso, a caracterização de uma célula é realizada através do software de simulação eletromagnética *Ansys Electronics*. A abordagem de *Floquet* é aplicada para se determinar o comportamento do campo elétrico irradiado por um elemento na presença de uma rede infinita de elementos idênticos, de forma a considerar o efeito de acoplamento mútuo entre os *patches*. Após definida a curva de fase, a síntese de redes refletoras são realizadas a partir de técnica apropriada para se obter os diagramas de irradiação desejados. A rede refletora projetada é embarcada em um nanossatélite e iluminada por uma antena de microfita 2×2 que foi desenvolvida neste trabalho.

Palavras-chave: Nanossatélites, Redes Refletoras, Teoria de redes de antenas, Síntese de diagrama de irradiação.

ABSTRACT

This work presents the characteristics and design aspects of reflectarrays antennas (RAs) in the 8.6 GHz for space applications. RA presents the facility of conformation on the nanosatellite's structure during the release. The design should satisfy the frequency operation, the desired bandwidth, the maximum dimensions of Cubesat's area, and the minimum spacing between elements that compose the reflectarrays. The phase distributions on the aperture are determined using the variable-sized patches technique. The sizes of elements are calculated with the phase curves obtained from Floquet approach applied into electromagnetic simulator Ansys Electronics. In this work is designed a feeder based in 2×2 microstrip antenna for properly illuminate the surface of reflectarrays. Additionally, several RAs are analyzed to axial and offset feeders. The simulated results are investigated to verify the gain of radiation pattern and to calculate the aperture efficiency. Several discussions are presented, such as mutual coupling between patches, spillover, phase error, half-power beamwidth, gain, sidelobes level, main beam direction, and nanosatellite interference in the radiation patterns.

Keywords: Nanosatellites, Reflectarray antenna, Antenna array theory, Synthesis of radiation pattern.

LISTA DE FIGURAS

1	Modelo de CubeSat.....	26
2	Tipos de antenas refletoras.....	29
3	Modelo de traçado de raios para uma rede refletora.....	30
4	Modelo de configuração de fase dos elementos em redes refletoras. a) Inserção de linhas de atraso; b) <i>Patches</i> de tamanhos variados; c) Elementos rotacionados.....	31
5	Curva de fase típica para elemento quadrado de tamanho variado.....	33
6	Demonstração da condição de contorno da célula unitária no <i>Ansys Electronics</i>	34
7	Configuração da porta <i>Floquet</i>	34
8	Resposta do elemento utilizando a abordagem de <i>Floquet</i> . a) Curva de amplitude; b) Curva de fase.....	35
9	Geometria de uma antena de microfita de acordo com o método da linha de transmissão.....	38
10	Geometria de um elemento excitado através de prova coaxial.....	39
11	Esquemático de uma rede refletora instalada em um nanossatélite <i>CubeSat</i> 8U.	41
12	Dimensões de uma célula.	43
13	Resposta da célula para diferentes espessuras do dielétrico na frequência de 8,6 GHz. a) Curvas de amplitude; b) Curvas de fase.....	44
14	Resposta da célula para diferentes substratos na frequência de 8,6 GHz. a) Curvas de amplitude; b) Curvas de fase.	45
15	Resposta da célula para diferentes espaçamentos na frequência de 8,6 GHz. a) Curvas de amplitude; b) Curvas de fase.....	46
16	Resposta da célula para um substrato com $h = 0,813$ mm e $\epsilon_r = 3,55$. a) Curvas de amplitude; b) Curvas de fase.	47
17	Erro de fase introduzido nos elementos impressos para as variações em frequência.	48
18	Resposta da célula com diferentes ângulos de incidência. a) Curva de amplitude; b) Curva de fase.....	48
19	Fluxograma de projeto de uma antena do tipo rede refletora.	49
20	Esquemático da rede refletora instalada em um nanossatélite <i>CubeSat</i> 8U. ..	50
21	Elemento simples do alimentador.....	51
22	Coeficiente de reflexão do elemento simples.....	52
23	Diagrama de irradiação para o elemento simples - Plano E: $E_\theta(\theta, \phi = 0^\circ)$ e Plano H: $E_\phi(\theta, \phi = 90^\circ)$	53
24	Geometria do alimentador em microfita.	54
25	Diagrama de irradiação do alimentador 2×2 para diferentes espaçamentos. a) Plano E: $E_\theta(\theta, \phi = 0^\circ)$; b) Plano H: $E_\phi(\theta, \phi = 90^\circ)$	54
26	Parâmetros S_{ij} do alimentador.	55
27	Diagramas de irradiação ativos - Plano E: $E_\theta(\theta, \phi = 0^\circ)$ e Plano H: $E_\phi(\theta, \phi = 90^\circ)$	56
28	Impedância de entrada ativa para cada elemento do alimentador.....	57
29	Curvas de fase utilizada nas análises. a) Item i); b) Item ii).....	58
30	Esquemático do modelo analisado. a) Alimentador axial; b) Alimentador <i>offset</i>	59

31	Relação da largura de feixe e F/D	59
32	Resultados para diferentes F/D . a) Ganhos; b) Eficiências de abertura.	60
33	Distribuição de fase para $\theta_b = 0^\circ$ e $\phi_b = 0^\circ$ com $F/D = 0,9$. a) Fase do campo incidente; b) Fase do campo irradiado; c) Fase na abertura.	60
34	Rede refletora 12×12 para $\theta_b = 0^\circ$ e $\phi_b = 0^\circ$ com $F/D = 0,9$	61
35	Diagramas de irradiação para a rede com relação $F/D = 0,9$. Plano E: $E_\theta(\theta, \phi = 0^\circ)$ e Plano H: $E_\phi(\theta, \phi = 90^\circ)$	61
36	Rede refletora 12×12 para $\theta_b = 20^\circ$ e $\phi_b = 0^\circ$ com $F/D = 0,925$	62
37	Diagrama de irradiação para a rede com a relação $F/D = 0,925$. Plano E: $E_\theta(\theta, \phi = 0^\circ)$	62
38	Distribuição de fase para $\theta_b = 20^\circ$ e $\phi_b = 0^\circ$ com $F/D = 0,925$. a) Fase do campo incidente; b) Fase do campo irradiado; c) Fase na abertura.	63
39	Distribuição de fase para $\theta_b = 28,78^\circ$ e $\phi_b = 0^\circ$ com $F/D = 0,925$. a) Fase do campo incidente; b) Fase do campo irradiado; c) Fase na abertura... ..	64
40	Esquemático da rede refletora 12×12 para $\theta_b = 28,78$ e $F/D = 0,925$. a) Com uma curva; b) Com quatro curvas.	65
41	Diagramas de irradiação no plano E: $(\theta, \phi = 0^\circ)$. i) Com uma curva de fase; ii) Com quatro curvas de fase.	65
42	Diagramas de irradiação no plano H: $(\theta, \phi = 90^\circ)$. i) Com uma curva de fase; ii) Com quatro curvas de fase.	65
43	Leiaute da rede refletora 12×12 para $\theta_b = 28,78^\circ$ e $\phi_b = 90^\circ$. a) Com uma curva de fase; b) Com quatro curvas de fase.	66
44	Distribuição de fase para $\theta_b = 28,78^\circ$ e $\phi_b = 90^\circ$. a) Fase do campo incidente; b) Fase do campo irradiado; c) Fase na abertura.	66
45	Modelo da rede refletora embarcada no nanossatélite.	67
46	Esquemático da rede refletora embarcada no nanossatélite.	68
47	Leiaute da rede refletora 12×12 para $\phi_b = 90^\circ$ e $\theta_b = 65,44^\circ$ com $F/D = 0,875$	68
48	Diagramas de irradiação no plano H: $(\theta, \phi = 90^\circ)$	69
49	Diagramas de irradiação para o modelo com o nanossatélite no Plano H: $(\theta, \phi = 90^\circ)$	70
50	Diagrama de irradiação 3D.	70

LISTA DE TABELAS

1	<i>Links</i> de comunicação (LIMA; JOTHA; BIONDI, 2011).	26
2	Comparação entre parâmetros de antenas refletoras (HODGES et al., 2017).	28
3	Impedâncias de entrada de cada antena do alimentador na frequência central.	56

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AEB	Agência Espacial Brasileira
ANATEL	Agência Nacional de Telecomunicações
FEBI	<i>Hybrid Finite Element Boundary Integral Method</i>
HPBW	Ângulo de meia potência
INPE	Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais
ISRO	<i>Indian Space Research Organisation</i>
OAM	Momento angular orbital
RA	Rede refletora, do inglês <i>ReflectArray</i>
SBCDA	Sistema Brasileiro de Coletas de Dados Ambientais
UHF	Frequência ultra-alta
A	Área da antena
B_1	Susceptância das fendas de irradiação
C_0	Velocidade da luz no vácuo
C_x	Dimensão da célula em x
C_y	Dimensão da célula em y
D	Tamanho total da rede refletora
d	Dimensão da célula unitária do alimentador
d_i	Distância entre o centro de fase do alimentador e o <i>patch</i>
F	Distância entre a fonte e a rede refletora
f_e	Frequência resultante da iteração atual
f_p	Frequência de operação
f_r	Frequência de ressonância
G	Ganho absoluto
G_1	Condutância das fendas de irradiação

G_{12}	Condutância mútua entre as fendas de irradiação
h	Espessura do substrato
J_0	Função de Bessel de primeira espécie e ordem zero
k_0	Constante de propagação no espaço livre
k_g	Constante de propagação do sinal ao longo da linha de transmissão
l	Comprimento da linha de transmissão
L	Largura da metalização na direção x
L_{ef}	Comprimento efetivo
n	Constante utilizada para manter ψ_r dentro de -180° a 180°
\vec{r}_i	Vetor posição do i -ésimo elemento
\vec{R}_i	Distância do centro de fase do alimentador até o i -ésimo elemento
R_{in}	Impedância de entrada da antena
R_L	Perdas dielétricas associadas a estrutura da antena
\hat{r}_o	Direção do feixe principal
R_r	Resistência de irradiação
W	Largura da metalização na direção y
W_{linha}	Largura da linha de transmissão do alimentador
X_a	Parte imaginária da impedância associada a irradiação da antena
x_i	Posição do <i>patch</i> na coordenada x
x_f	Posição da fonte na coordenada x
X_p	Fator do método de escalonamento
x'	Posição da fonte na coordenada x
y_i	Posição do <i>patch</i> na coordenada y
y_f	Posição da fonte na coordenada y
y_0	Posição do ponto de alimentação da antena
Y_1	Admitância das fendas de irradiação

y'	Posição da fonte na coordenada y
Z	Impedância de entrada
z_i	Posição do <i>patch</i> na coordenada z
z_f	Posição da fonte na coordenada z
z'	Posição da fonte na coordenada z
ϕ_b	Direção do feixe principal na coordenada ϕ
ϕ_i	Distribuição de fase progressiva na superfície do refletor
ϕ_{patch}	Deslocamento de fase utilizado no método das linhas de transmissão de tamanhos variados
φ	Ângulo de abertura entre z' e o apontamento do feixe
θ_i	Ângulo de incidência na coordenada θ
θ_b	Direção do feixe principal na coordenada θ
ψ_r	Fase desejada em cada elemento da rede refletora
ΔL	Soma das fendas de irradiação
$\Delta\psi_{\epsilon_r}$	Diferença de fase para cada substrato
ϵ_a	Eficiência de abertura da antena
ϵ_r	Permissividade relativa do material
ϵ_{ref}	Constante dielétrica efetiva
λ	Comprimento de onda
λ_0	Comprimento de onda no espaço livre

SUMÁRIO

1 Introdução	22
1.1 Estrutura do documento.....	23
2 Estado da Arte de Antenas Embarcadas em Nanossatélites	25
2.1 Redes refletoras.....	28
2.1.1 Cálculo da fase na abertura.....	29
2.1.2 Ajuste de fase dos elementos.....	31
2.2 Periodicidade Local.....	33
2.3 Análise de Redes Refletoras.....	35
2.4 Alimentador.....	37
3 Estudo de Redes Refletoras	41
3.1 Célula.....	42
3.2 Variação da espessura do dielétrico.....	43
3.3 Variação da permissividade elétrica relativa.....	45
3.4 Espaçamento entre células adjacentes.....	46
3.5 Variação da fase em frequência.....	47
3.6 Ângulo de incidência.....	48
4 Projeto	49
4.1 Projeto do alimentador.....	51
4.2 Análise da Rede Refletora.....	56
4.2.1 Rede refletora com alimentador axial.....	58
4.2.2 Rede refletora com alimentador <i>offset</i>	63
4.3 Análise da rede refletora embarcada no nanossatélite.....	67
5 Conclusões	71
Referências	73

1 INTRODUÇÃO

Os sistemas de telecomunicações têm recebido investimento nas últimas décadas para a melhoria da qualidade da comunicação entre os usuários, monitoramento do meio ambiente, proteção militar e civil, entre outros. Neste contexto, pode-se citar diferentes itens que os constituem, tais como transmissores e receptores, que podem ser compostos basicamente de estruturas guiadas (cabo coaxial, microfita, conectores, etc.), amplificadores de potência e/ou de baixo ruído, amplificadores de ganho variável, misturadores, filtros, osciladores, casadores de impedância, defasadores e antenas.

Neste trabalho tem-se o interesse pela análise e projeto de antenas visando a integração em um sistema de comunicação via satélite responsável pelo monitoramento ambiental de pontos de difícil acesso. Os sensores alocados em ambientes remotos realizam medidas de grandezas físicas destes locais e posteriormente transmitem as informações coletadas na frequência de 401 MHz para um nanossatélite. Os dados recebidos são retransmitidos em banda S (2 a 4 GHz) aos centros de processamento e armazenamento de dados. Além das faixas de frequências citadas, adiciona-se as utilizadas para telemetria e telecomando.

A antena projetada deve atender diversos critérios específicos, tais como a facilidade de integração ao corpo do nanossatélite no momento do lançamento, frequência e banda de operação, polarização e minimização da região de sombra sobre as demais antenas utilizadas no controle e comunicação.

Ao longo dos anos, antenas refletoras (exemplo: refletor parabólico e malhável) tem sido vastamente utilizadas para a comunicação em grandes distâncias, pois apresentam elevado ganho em função da abertura do refletor, alta eficiência devido às baixas perdas e ampla largura de banda. Entretanto, a aplicação em nanossatélites é inviável, pois são difíceis de serem conformadas sobre a estrutura no momento do lançamento e provocam o sombreamento da linha de visada direta para as demais antenas embarcadas.

Outro tipo de antena com potencial para ser escolhido são as redes de antenas em microfita, pois apresentam facilidade de instalação sobre as faces do nanossatélite, razoável banda de operação (depende da topologia do elemento espalhador), facilidade de manufaturamento, possibilidade de controle dos lóbulos secundários e conformação do feixe principal a partir da síntese das amplitudes e fases entregues pelo alimentador a cada elemento. Apesar de não sombrearem as demais antenas incorporadas no modelo, essa tecnologia apresenta eficiência e ganho inferiores aos refletores convencionais decorrentes

da perda no substrato e a abertura limitada.

Como alternativa para a questão da abertura, a aplicação de redes refletoras pode ser avaliada. Este tipo de antena permite a conformação sobre a estrutura no momento do lançamento para o espaço, possibilita de maneira simples aumentar a abertura do refletor sem a necessidade de adaptações de radiofrequência (RF), reduz a complexidade do sistema de alimentação quando comparado as antenas de microfita e não provoca obstrução nos *links* de comunicação. A principal desvantagem deste tipo de antena é em relação a banda estreita, porém essa característica não afeta suas qualidades para a respectiva aplicação.

Uma rede refletora (do inglês, *reflectarray* - RA) é impressa sobre substrato com baixas perdas em micro-ondas a partir de uma prototipadora de precisão, apresenta baixo peso e facilidade de integração sobre a estrutura, deve apresentar um alimentador próprio, de forma a iluminar a superfície em interesse adequadamente e reduzir o *spillover*, o qual representa a perda por transbordamento de potência para fora da abertura do refletor.

O campo elétrico irradiado pelo alimentador incide sobre a superfície da rede refletora e é refletido. Convencionalmente, cada elemento impresso é inserido dentro de uma célula e analisado na presença das demais. A análise pode ser realizada a partir da técnica de *Floquet*, que avalia um elemento cercado por infinitos *patches* idênticos (estrutura periódica), ou onda completa, a qual considera um rede finita de elementos diferentes.

Para fins de simplificação, neste trabalho será realizada a análise de redes refletoras a partir do uso do *Ansys Electronics* e abordagem de *Floquet*. Através disso, a curva de fase do campo elétrico refletido por uma célula na presença de outros elementos será obtida, para que, posteriormente, a distribuição de fase sobre a abertura seja determinada de maneira aproximada.

1.1 Estrutura do documento

O documento está organizando em capítulos, seguindo a apresentação descrita à seguir.

O capítulo 2 aborda o Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais (SBCDA) e o projeto CONASAT, juntamente com uma revisão bibliográfica de alguns trabalhos desenvolvidos para esta aplicação. Em seguida, algumas características sobre o projeto de redes refletoras e seus respectivos alimentadores são abordadas.

O capítulo 3 apresenta o estudo sobre redes refletoras, em que análises são reali-

zadas para diferentes parâmetros de projeto, tais como frequência de operação, espessura e permissividade elétrica do laminado, espaçamento entre elementos e o ângulo de incidência nos *patches*, de forma a escolher o resultado mais adequado para o projeto.

O capítulo 4 é destinado aos projetos da rede refletora e do alimentador. O alimentador proposto trata-se de uma rede de antenas 2×2 em tecnologia de microfita e com espaçamento entre elementos de meio comprimento de onda no espaço livre. A antena foi projetada levando-se em consideração o ângulo de meia potência, a dimensão da rede refletora e a distância entre o alimentador e a rede refletora. Redes refletoras foram analisadas para alimentadores posicionados nas posições axial e *offset*. Adicionalmente, diferentes relações entre a abertura da antena e a distância até o alimentador (F/D) foram avaliadas, de forma a aumentar a eficiência da abertura e reduzir o *spillover*. Por fim, é apresentado o resultado da análise da antena embarcada no nanossatélite, demonstrando os diagramas de irradiação e os efeitos da interferência do nanossatélite sobre o padrão de irradiação.

No capítulo 5 é apresentada a conclusão do projeto proposto, em que é realizada a análise e avaliação dos resultados alcançados. Adicionalmente, alguns tópicos que podem ser investigados em trabalhos futuros são apresentados.

2 CONTEXTUALIZAÇÃO TEÓRICA DO ESTADO-DA-ARTE

Na década de 90 os primeiros satélites brasileiros foram lançados, denominados de SCD-1 e SCD-2. O SCD-1 deu início a operação do Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais (SBCDA), com a missão principal de retransmitir os dados oriundos de estações remotas (PCDs), localizadas em qualquer ponto do território nacional ou em plataformas marítimas, para estações receptoras (CARVALHO, 2018). O SBCDA é constituído pela constelação de satélites SCD-1, SCD-2 e CBERS-2B, sendo o último lançado em 2007 em parceria com a China. Atualmente, em fevereiro de 2021 foi lançado o primeiro satélite de observação da Terra totalmente projetado, integrado, testado e operado pelo Brasil, conhecido como Amazonia 1. O satélite foi desenvolvido pelo Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE) juntamente com a Agência Espacial Brasileira (AEB) e colocado em órbita na Índia pela missão PSLV-C51 da agência espacial indiana *Indian Space Research Organisation* (ISRO) (INPE. . . ,).

O Brasil começou a investir em satélites de baixo custo para o sistema de coleta de dados devido a algumas falhas encontradas nos satélites SCD. Dessa forma, os nanosatélites obtiveram espaço em aplicações espaciais. Dentro deste ponto de vista, o INPE propôs o desenvolvimento, construção, lançamento e operação de uma constelação de *CubeSats*, denominada CONASAT, para a AEB (CARRARA et al., 2014).

O projeto *CubeSat* teve início em 1999 em uma parceria com as Universidades de Stanford e da Califórnia, com o objetivo de fornecer um padrão para o *design* dos satélites, reduzindo-se o custo, peso e tempo de produção (PUIG-SUARI; TURNER; TWIGGS, 2001). O projeto CONASAT tem como principal objetivo o desenvolvimento de uma constelação de nanosatélites de baixo custo e peso, e incorporar melhorias no desempenho referente a capacidade e abrangência geográfica do sistema SBCDA (CARVALHO M. J. M.; LIMA, 2013).

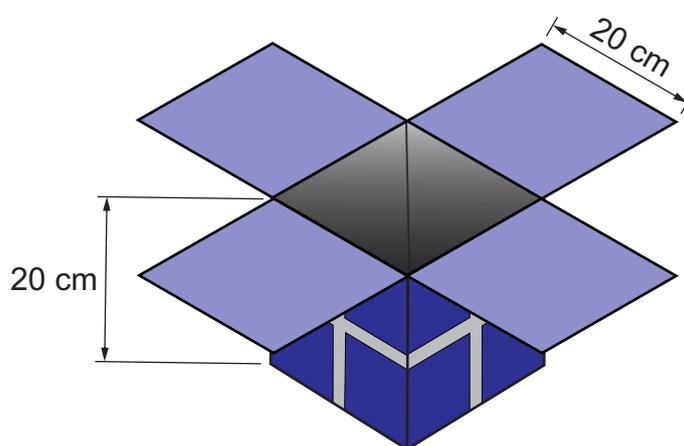
Para o projeto, o INPE definiu como padrão para os nanosatélites o *CubeSat*. As principais vantagens dessa tecnologia correspondem ao seu baixo custo (aproximadamente 0,7 milhão de US\$ para cada satélite do CONASAT) e a sua rapidez no desenvolvimento e operação (CARVALHO, 2018).

O *CubeSat* é especificado com uma classificação definida como unidade (U), em que cada U é equivalente a um cubo de 10 cm de aresta e massa inferior a 1,33 kg. Um *CubeSat* de 1U pode ser utilizado como satélite independente ou combinado para aumentar seu tamanho. A Figura 1 ilustra o modelo utilizado no estudo deste projeto,

em que quatro abas articuladas oferecem área suficiente para adicionar antenas e painéis solares.

Nos satélites, o subsistema de comunicação atende às funções de telemetria e telecomando, necessitando de dois *links* (*uplink* e *downlink*), geralmente operando em diferentes faixas de frequência. Além disso, as informações lidas pelos sensores alocados em ambientes remotos são transmitidas e recebidas pelo nanossatélite a partir de um *link* de comunicação de *uplink* em UHF e retransmitidos para as estações de processamento destes dados através de uma antena *downlink* operando em banda S (LIMA; JOTHA; BIONDI, 2011).

Figura 1 – Modelo de CubeSat.



Fonte: Modificado de (CARVALHO M. J. M.; LIMA, 2013).

A Tabela 1 descreve os enlaces necessários para o nanossatélite, as respectivas frequências e as antenas utilizadas em cada caso. Para a escolha da antena em cada *link* deve-se considerar a frequência de operação individual. Vale salientar que as frequências dispostas estão atualmente em uso, porém não impossibilita, em nenhum momento, o estudo de enlaces em outras frequências de operação, desde que sejam alocadas de forma a atender as faixas destinadas pela Anatel e outras agências reguladoras internacionais.

Tabela 1 – *Links* de comunicação (LIMA; JOTHA; BIONDI, 2011).

Enlace de comunicação	Frequência	Tipo de antena
<i>Uplink</i> de telecomando	43-440 MHz	Dipolo
<i>Downlink</i> de telemetria	145,8 MHz	Dipolo
<i>Uplink</i> do transponder	401,0 MHz	Microfita
<i>Downlink</i> do transponder	2,26 GHz	Microfita

Diferentes projetos de antenas foram desenvolvidos para serem instalados em nanossatélites de diferentes tamanhos, como, por exemplo, em (YOSHIMOTO, 2019) foi projetada uma rede planar de antenas com espaçamento não uniforme operando em banda S (2,26 GHz) para ser embarcada em um nanossatélite do padrão *CubeSat* 8U. Adicionalmente, o método de otimização por algoritmo de colônia de vagalumes foi aplicado na síntese dos diagramas de irradiação.

Em (VIEIRA, 2016) é apresentada a análise do desempenho eletromagnético de antenas instaladas em um nanossatélite ambiental, em que os irradiadores foram desenvolvidos para otimizar o desempenho em termos de diagrama de irradiação e ganho. O autor demonstra o projeto de uma rede de antenas para recepção de dados (sistema *uplink* do transponder) com dimensão menor que 20 cm × 20 cm, em que foi especificada para operar com polarização circular à direita (RHCP) e razão axial menor que 6 dB.

O projeto descrito em (FERREIRA, 2016) demonstra uma rede de antenas 2×2 em microfita com frequência de operação de 2,26 GHz e polarização circular à direita (RHCP). Essa rede é projetada para ser integrada ao nanossatélite no padrão *CubeSat* 8U, em que considerou-se os elementos irradiadores, em um primeiro momento, com rotação sequencial e defasagem progressiva e, posteriormente, sem rotação sequencial.

Em (SOUZA, 2018) é realizada a construção de protótipos de antenas miniaturizadas como proposta para serem aplicadas em nanossatélites, sendo utilizadas várias técnicas de miniaturização dos elementos como geometrias fractais e *shorting post*, uma técnica que consiste em implementar vias que conectam o plano de terra e o *patch* radiante.

Duas redes refletoras de alto ganho são apresentadas em (HODGES et al., 2015). A primeira é o ISARA (do inglês *Integrated Solar Array and Reflectarray Antenna*) que opera na banda K (18 a 27 GHz) e incorpora um denso pacote de células solares usado para fornecer energia aos circuitos internos, enquanto que a segunda antena é projetada para operar na banda X (8 a 12 GHz).

Em (CHAHAT et al., 2016) é apresentada a proposta de uma antena em malha para a banda Ka (27 a 40 GHz) com um volume de armazenamento de 15 cm para ser embarcado em um *CubeSat* da classe 6 U (10 × 20 × 30 cm³). O projeto considera todos os aspectos de desenvolvimento, incluindo a alimentação, simulação e medição, em que observa-se, como resultado, um ganho de 42,6 dBi e eficiência de abertura de 52% na frequência central de 35,75 GHz.

O trabalho desenvolvido em (FACCO, 2019) apresenta o estudo do comporta-

mento eletromagnético, a construção e a validação de uma rede de antenas 2×2 em microfita, alimentada por fenda, para ser utilizada na recepção de dados na frequência de 401 MHz e instalada em um nanossatélite *CubeSat* 8U.

No desenvolvimento de uma rede refletora para um *CubeSat* 6U, apresentado em (HODGES et al., 2017), o autor expõe a Tabela 2, que contém comparativos entre diferentes tipos de antenas que podem ser integradas ao nanossatélite do projeto em questão. Os refletores parabólicos convencionais, redes de antenas de microfita e redes refletoras são analisadas em termos de máxima abertura, ganho, largura de banda, nível dos lóbulos laterais, complexidade de implementação em relação a integração ao nanossatélite, massa, custo, etc. As discussões apresentadas sugerem que redes refletoras contêm vantagens em relação as demais estruturas, visto que aplicações em nanossatélites, usados na coleta de dados, não exigem ampla largura de banda. Desta forma, propõe-se o estudo e projeto de redes refletoras com potenciais de aplicação em nanossatélites responsáveis pela exploração da terra.

Tabela 2 – Comparação entre parâmetros de antenas refletoras (HODGES et al., 2017).

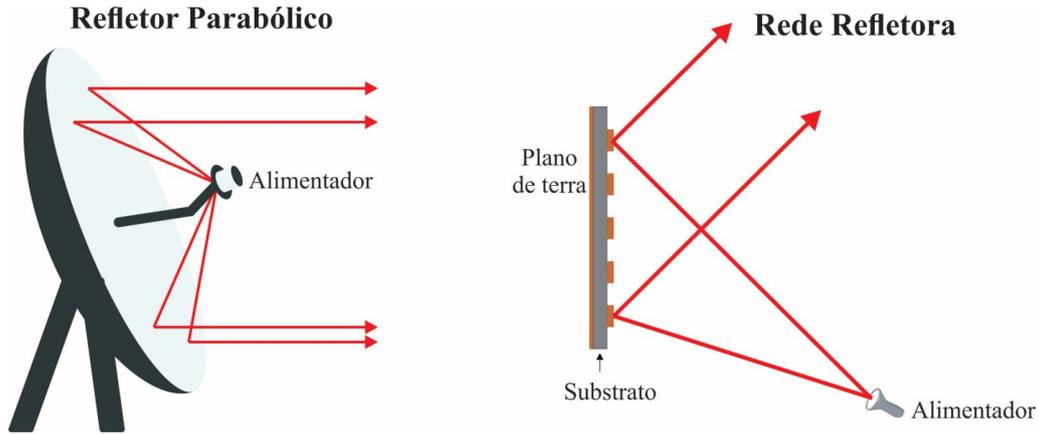
	Rede de antenas	Rede refletora	Refletor parabólico
Máxima abertura	20 cm x 34 cm	60 cm x 34 cm	0,5 cm de diâmetro
Ganho	24 dBi	> 28 dBi	> 28 dBi
Apontamento de 23°	Sim	Sim	Não
Largura de banda	< 10%	< 5%	Depende do alimentador
Lóbulos laterais	Controlado	Baixo	Alto
Complexidade de implementação	Nenhuma	Baixa	Alta
Massa	< 2 kg	< 1 kg	1,4 kg
Custo	Baixo	Baixo	Médio

2.1 Redes refletoras

Uma rede refletora é composta basicamente por uma superfície de reflexão e um alimentador. A superfície refletora consiste em metalizações impressas sobre um substrato com baixas perdas na faixa de micro-ondas e um plano de terra. A iluminação dos elementos da rede é realizada através de um alimentador, que é responsável por irradiar um campo eletromagnético na direção dos elementos impressos. O campo incide com diferente fase sobre cada *patch* que compõe a rede (HUANG; POGORZELSKI, 1998). Cada elemento deve ser projetado corretamente para compensar as diferentes fases que

incidem sobre as metalizações, associadas com as distâncias do alimentador até os *patches*, e sintetizar a fase necessária para reproduzir o diagrama de irradiação desejado. Na Figura 2 é apresentada duas estruturas físicas, que consistem em um refletor parabólico e em uma rede refletora.

Figura 2 – Tipos de antenas refletoras.



Fonte: Modificado de (BALANIS, 2009) e (SHAKER; CHAHARMIR; ETHIER, 2013).

2.1.1 Cálculo da fase na abertura

Os elementos impressos na superfície da rede refletora possuem fases de reflexão que são controladas individualmente. A fase necessária em cada elemento pode ser determinada utilizando-se a técnica de traçado de raios. Na Figura 3 é apresentado o modelo de traçado de raios para uma rede refletora iluminada por uma antena de alimentação com centro de fase em uma posição espacial arbitrária.

A distribuição de fase na superfície do refletor, que produz um feixe na direção (θ_b, ϕ_b) , é definida por $k_0(\vec{r}_i \cdot \hat{r}_o)$, enquanto que $k_0(|\vec{r}_i - \vec{R}_i|)$ corresponde a fase do campo incidente na i -ésima metalização. A partir disso, a fase necessária em cada elemento para formar uma frente de onda plana na direção desejada (\hat{r}_o) , mediante análise em campo distante, é determinada por

$$\psi_{r_i} = k_0(|\vec{r}_i - \vec{R}_i| - \vec{r}_i \cdot \hat{r}_o), \quad (1)$$

com

$$\vec{r}_i = \hat{x}x_i + \hat{y}y_i, \quad (2)$$

$$\vec{R}_i = \hat{x}x_f + \hat{y}y_f + \hat{z}z_f \quad (3)$$

e

$$\hat{r}_o = \hat{x} \sin \theta_b \cos \phi_b + \hat{y} \sin \theta_b \sin \phi_b + \hat{z} \cos \theta_b, \quad (4)$$

em que k_0 é a constante de propagação no espaço livre e (x_i, y_i) denota a posição central do i -ésimo *patch* no plano xy para $z=0$. A partir das equações 2 e 3, pode-se determinar a fase do campo incidente em cada metalização através de

$$k_0(|\vec{r}_i - \vec{R}_i|) = k_0 \sqrt{(x_i - x_f)^2 + (y_i - y_f)^2 + z_f^2} = k_0 d_i, \quad (5)$$

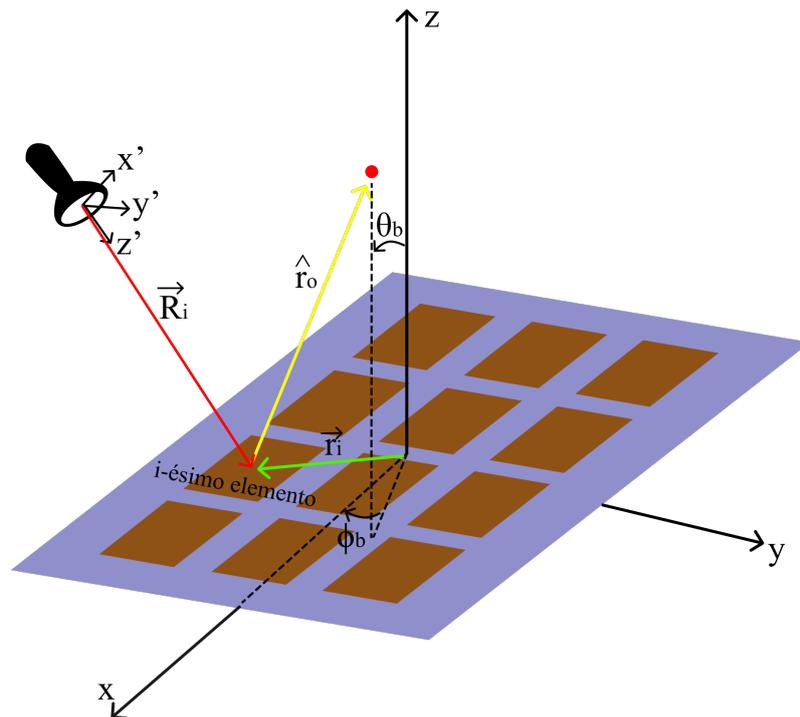
em que d_i representa a distância do i -ésimo elemento até o centro de fase do alimentador, denotado pela posição (x_f, y_f, z_f) .

A equação 1 pode ser reescrita com base nas equações 2, 3 e 4, possibilitando assim calcular a fase desejada em cada elemento da rede refletora através de

$$\psi_{r_i} = k_0(d_i - (x_i \cos \phi_b + y_i \sin \phi_b) \sin \theta_b) - 2n\pi. \quad (6)$$

Vale salientar que a constante n é utilizada para manter a fase que deve ser sintetizada dentro da faixa $[-180^\circ, 180^\circ]$ (SHAKER; CHAHARMIR; ETHIER, 2013).

Figura 3 – Modelo de traçado de raios para uma rede refletora.



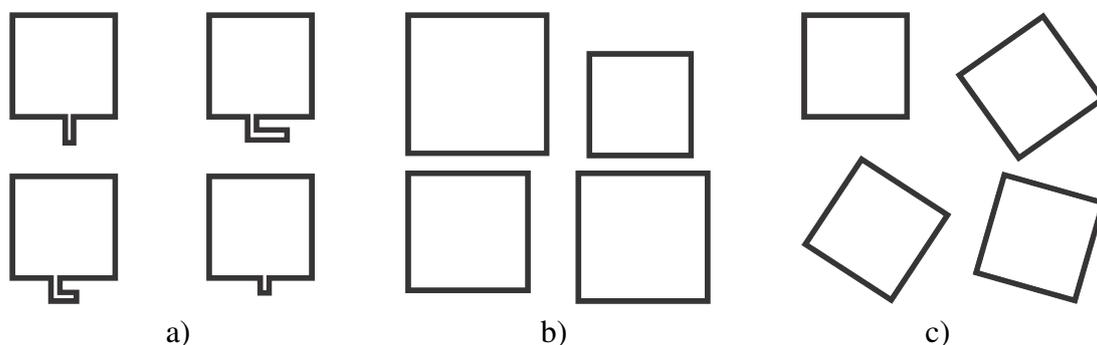
Fonte: Modificado de (NAYERI; YANG; ELSHERBENI, 2018).

2.1.2 Ajuste de fase dos elementos

Uma rede refletora iluminada por um alimentador localizado em uma posição arbitrária, porém afastada da superfície refletora, de modo a permitir a aproximação do campo como uma onda localmente plana, apresenta a fase do campo incidente sobre cada elemento proporcional a distância física do centro de fase do alimentador até cada elemento que compõe a rede.

Para obter-se um diagrama de irradiação desejado, o campo deve ser refletido por cada elemento com uma mudança de fase apropriada. A fase necessária em cada *patch* é calculada através da equação 6 e implementada a partir da mudança da estrutura do elemento impresso. Nesse trabalho são discutidas três técnicas que possibilitam a variação de fase, conforme modificações físicas ilustradas na Figura 4.

Figura 4 – Modelo de configuração de fase dos elementos em redes refletoras. a) Inserção de linhas de atraso; b) *Patches* de tamanhos variados; c) Elementos rotacionados.



Fonte: Modificado de (HUANG; ENCINAR, 2008).

Das diversas técnicas utilizadas para sintetizar a fase desejada, a primeira a ser abordada neste trabalho é o ajuste de fase dos elementos feito através de linhas de transmissão de diferentes comprimentos físicos, as quais são conectadas aos *patches* (ver Figura 4 a)). Nesta configuração o atraso de fase da onda refletida é proporcional ao comprimento dos tocos inseridos. Algumas perdas podem ser identificadas nas linhas de transmissão devido a irradiação e as dissipações de potência no substrato e nas linhas de cobre impressas (devido a resistência superficial) (HUANG; ENCINAR, 2008).

A incidência de um campo eletromagnético irradiado pelo alimentador sobre os *patches* resultam em densidades de correntes superficiais sobre as metalizações. A partir disso, verifica-se a propagação de uma onda eletromagnética ao longo da linha de trans-

missão (LT) conectada em cada elemento, a qual possui determinado comprimento físico. A onda é refletida na terminação do toco e irradiada pelo *patch* com uma mudança de fase proporcional ao dobro do comprimento da LT (HUANG; ENCINAR, 2008). Dessa forma, é necessária a definição das dimensões do elemento para que a estrutura ressoe na frequência de interesse. Adicionalmente, deve haver o casamento de impedância entre a LT e o *patch* para que haja a máxima transferência de energia para a linha. A determinação das dimensões do *patch* e da linha, bem como do ponto de conexão, é realizada por meio de algumas técnicas conhecidas na análise e projeto de antenas impressas. Após os projetos dos elementos, dos pontos de conexão e das linhas de transmissão, a fase do campo refletido em cada elemento da rede é controlada pelo comprimento do toco e sua terminação (curto-circuito ou circuito aberto).

Nessa abordagem todos os elementos possuem o mesmo tamanho, enquanto que o comprimento de cada linha de transmissão depende da fase desejada (ψ_{r_i}), de acordo com o valor calculado através da equação 6. O comprimento da LT pode ser determinado por

$$\psi_{r_i} = 2k_g l_i, \quad (7)$$

em que l_i é o comprimento da i -ésima linha de transmissão e k_g é a constante de propagação ao longo da linha de transmissão.

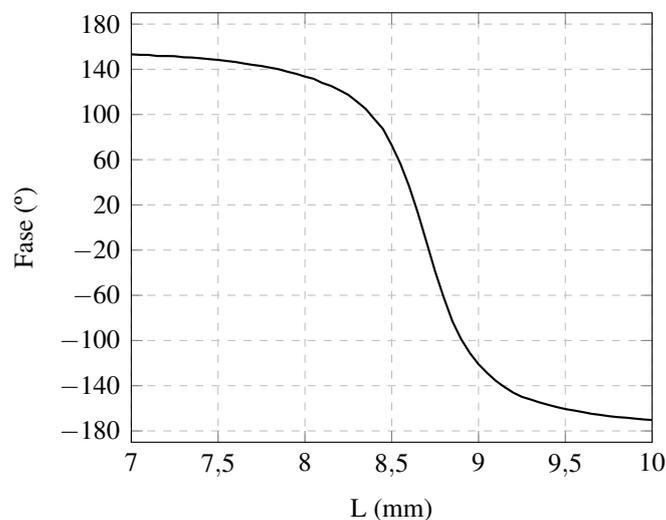
Outra técnica muito aplicada para realizar a variação da fase dos elementos da rede é a de *patches* de tamanhos variáveis. Além de fácil implementação em tecnologia de circuito impresso, esse método reduz alguns problemas observados na técnica com linhas de transmissão, tais como as perdas dissipativas e os níveis de polarização cruzada (POZAR; TARGONSKI; POKULS, 1999).

O método de elementos impressos de tamanhos variáveis baseia-se no fato de que a fase da onda refletida muda com o comprimento ressonante dos elementos. Desta forma, a mudança em seu tamanho produz uma ampla faixa de variação de fase do campo refletido, geralmente entre $[-165^\circ, 165^\circ]$. Entretanto, esse intervalo pode ser menor dependendo do espaçamento entre os elementos e da espessura do substrato. Para espessuras menores que um décimo do comprimento de onda, uma faixa de 330° pode ser alcançada, o que é suficiente para a realização de projetos práticos.

É importante notar que a variação de fase obtida usando esse método é não-linear, o que resulta em uma variação rápida de fase em torno da dimensão de ressonância e variações lentas a medida em que se afasta (NAYERI; YANG; ELSHERBENI, 2018). A Figura 5 demonstra uma curva característica para elementos quadrados de tamanho

variável, que possui dimensão de ressonância de aproximadamente 8,65 mm.

Figura 5 – Curva de fase típica para elemento quadrado de tamanho variado.



Fonte: Autoral.

O método dos elementos com ângulos de rotação variáveis baseia-se no giro do elemento em torno de sua origem, produzindo uma mudança de fase (HUANG; ENCINAR, 2008). Sabe-se que, se um elemento polarizado circularmente for girado de sua posição original por ψ radianos, a fase do elemento será adiantada ou atrasada, dependendo da direção em que é rotacionado, pelos mesmos ψ radianos (HUANG; POGORZELSKI, 1998).

Com base nisso, a técnica consiste em uma superfície com elementos idênticos rotacionados sobre sua origem que resulta em uma mudança de fase para a onda refletida, compensando a diferença de comprimento de caminho do alimentor e produzindo a fase desejada para o campo distante. Esses conceitos de implementação são válidos para qualquer tipo de polarização, porém o ajuste de fase através de elementos rotacionados é utilizado apenas para a polarização circular.

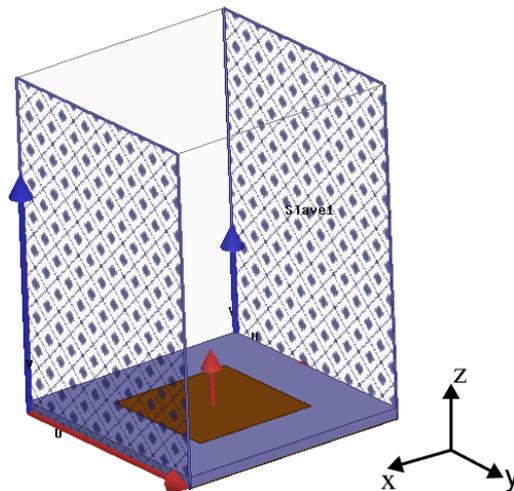
2.2 Periodicidade Local

Nesse trabalho optou-se pelo estudo de redes refletoras com elementos de tamanho variado. Utilizando a abordagem de *Floquet* pressupõe-se que cada elemento esteja cercado por elementos idênticos para determinar o comportamento do campo elétrico irradiado por um elemento na presença dos demais.

Essa técnica, no *software Ansys Electronics*, pode ser implementada a partir da de-

finalização das faces de um cubo desenhado em volta da célula, como sendo Mestre (*Master*) e sua correspondente Escravo (*Slave*). Essas condições são aplicadas por meio de vetores (\vec{U} e \vec{V}), conforme pode ser visualizado na Figura 6.

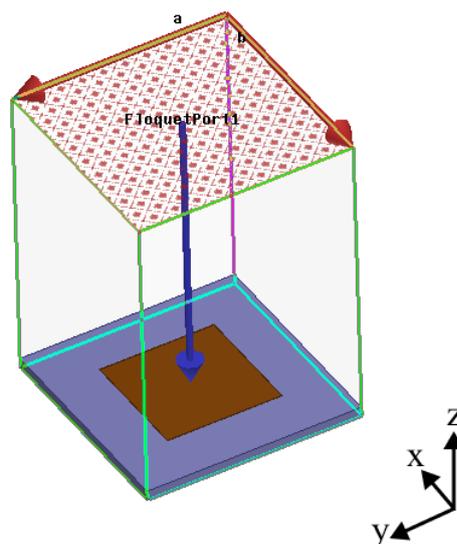
Figura 6 – Demonstração da condição de contorno da célula unitária no *Ansys Electronics*.



Fonte: Autoral.

Para a excitação da estrutura utiliza-se a opção *Floquet Port*, onde a face superior é definida por meio de vetores (\vec{a} e \vec{b}) que possuem a função de quantificar o tamanho do período espacial em cada direção, como demonstrado na Figura 7.

Figura 7 – Configuração da porta *Floquet*.

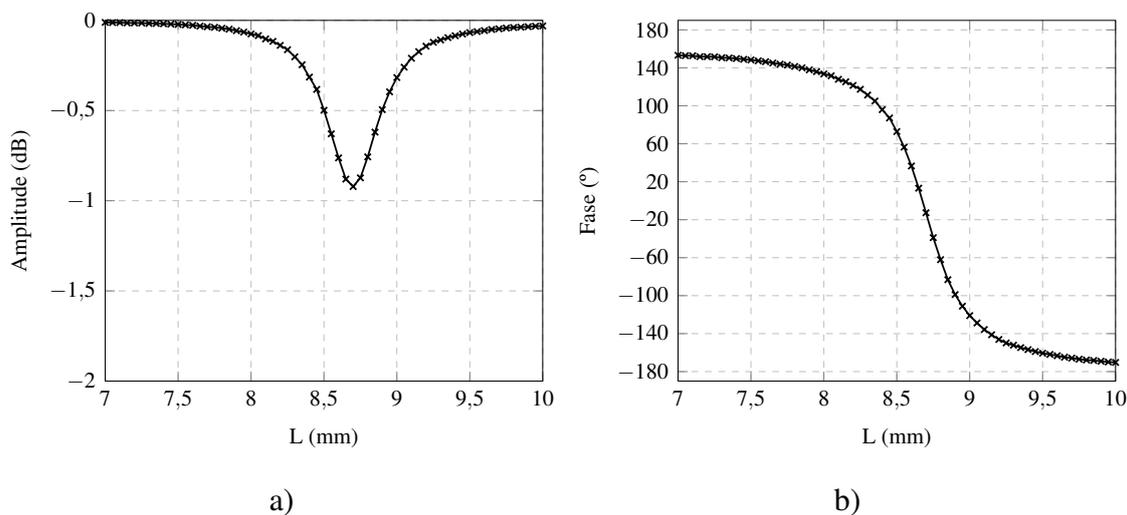


Fonte: Autoral.

No estudo da curva de fase deve-se esperar diferente comportamento da fase em

função da variação das dimensões físicas do elemento e do ângulo de incidência. A Figura 8 apresenta as curvas de amplitude e fase, respectivamente, resultantes da simulação através da abordagem descrita anteriormente.

Figura 8 – Resposta do elemento utilizando a abordagem de *Floquet*. a) Curva de amplitude; b) Curva de fase.



Fonte: Autoral.

Deve-se considerar que a variação de fase obtida utilizando o método de elementos com tamanhos variados é não-linear, principalmente devido o fator ressonante Q das antenas impressas com substratos finos, o que resulta em uma variação rápida de fase próxima à ressonância e variações lentas nas dimensões da extremidade.

2.3 Análise de Redes Refletoras

Existem muitos estudos e técnicas aplicadas no projeto de redes refletoras. A primeira abordagem foi introduzida por volta de 1960 em (BERRY; MALECH; KENNEDY, 1963), em que uma antena refletora foi modelada a partir da derivação da função de impedância de superfície. Seguindo as análises, a primeira rede refletora desenvolvida em microfita foi projetada no ano de 1978 em (MALAGISI, 1978).

Inicialmente, os trabalhos apresentavam o projeto de estruturas baseadas na utilização de linhas de transmissão para ajustar a fase desejada sobre a abertura. O conceito de mudança de fase a partir da variação do tamanho físico do elemento somente foi introduzida em 1993 por (POZAR; METZLER, 1993). O autor apresenta a solução de redes refletoras a partir da análise de onda completa da estrutura.

Em 1994 surgiram as primeiras propostas de redes refletoras reconfiguráveis, como a rede proposta por (JAVOR; WU; CHANG, 1994), em que as fases dos elementos foram ajustadas digitalmente para mudar a direção de apontamento do diagrama de irradiação a partir de uma mesma estrutura construída.

Foram abordadas em (HUANG; POGORZELSKI, 1998) duas técnicas de configuração de fase dos elementos de uma rede refletora. A primeira apresenta *patches* quadrados idênticos com linhas de atraso de fase de comprimento variável e a segunda é composta por elementos quadrados idênticos com ângulo de rotação variável e linhas de atraso de mesmo comprimento. Ambas antenas apresentam um bom desempenho, onde destacou-se como melhor resultado a abordagem com ângulo de rotação.

O trabalho descrito em (MISRAN; CAHILL; FUSCO, 2003) consiste em uma rede refletora com duas camadas de elementos (estrutura empilhada) em forma de anéis orientados ortogonalmente para duas frequências na banda X. Os resultados obtidos nessa análise demonstram que essa configuração permite que a fase de reflexão seja otimizada de forma independente para as duas frequências.

Em (ISMAIL; SHUKRI, 2009) é desenvolvido um estudo da relação entre as características de distribuição de fase e a largura de banda para diferentes elementos ressonantes. As geometrias analisadas consistem em *patches* quadrados, dipolos e anéis. O autor apresenta o desempenho de cada tipo de topologia para frequências contidas na banda X.

São apresentadas células com elementos em formato de anel e acoplados em linhas de atraso através de fendas em (NGUYEN et al., 2014). Essa configuração permite que a mudança de fase seja obtida com o ajuste do comprimento de uma ou duas linhas de atraso diferentes.

Em (YOON et al., 2015) cinco dipolos paralelos correspondem aos elementos de uma rede refletora. Já em (LEE et al., 2017) é apresentado o projeto de uma rede refletora de banda larga com polarização circular composta de elementos elípticos de camada dupla capaz de alcançar um ganho de 20,38 dBi.

O desenvolvimento de uma antena de alto ganho para a missão *Marte Cube One* (MarCO) é descrito em (HODGES et al., 2017). A antena proposta consiste em uma rede refletora dobrável projetada para ser embarcada em um *CubeSat* 6U. O projeto opera na frequência de 8,425 GHz, possui polarização circular à direita (Right Hand Circular Polarization - RHCP) e ganho de 29,2 dBi.

Uma rede refletora com dimensão $3,78\lambda_0 \times 3,78\lambda_0$ foi proposta por (HUANG;

LI, 2019). A rede possui 10×10 elementos em formato de anel e funciona na frequência de 5,8 GHz com uma eficiência de 22,6%.

2.4 Alimentador

Alimentadores para antenas refletoras são basicamente elementos que irradiam ondas eletromagnéticas e que tem como finalidade a iluminação do refletor. Alguns critérios devem ser observados no projeto de antenas para essa aplicação, pois o alimentador está relacionado a várias questões de desempenho da rede refletora, como, por exemplo, ganho, nível dos lóbulos secundários, irradiação traseira e eficiência da abertura. Dessa forma, é essencial saber a posição central de fase do alimentador, assim como escolher uma antena que ilumine a rede uniformemente sem causar *spillover*.

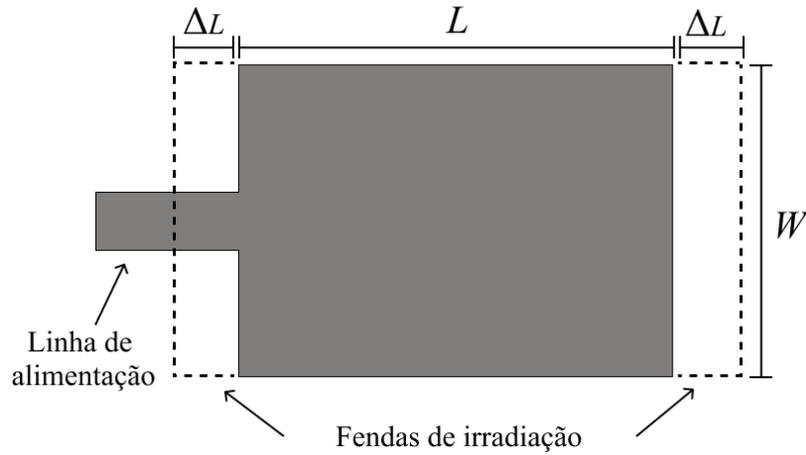
Para essa aplicação existem diversos tipos de antenas que podem ser utilizados. No trabalho apresentado em (RAJAGOPALAN; XU; RAHMAT-SAMII, 2012), foi utilizado um guia de onda retangular como alimentador de uma rede refletora. Já em (FARIAS; PEIXEIRO; HECKLER, 2019) é proposto um alimentador em tecnologia de microfita, circularmente polarizado, de dimensão 2×2 e com funcionamento na banda K (18,7 - 19,2 GHz). Outros trabalhos apresentam a utilização de antenas cornetas, podendo-se citar os trabalhos desenvolvidos por (MOHARRAM; KISHK, 2015) e (AL-NUAIMI; HONG, 2014).

Devido a facilidade de construção de antenas impressas, esse trabalho apresenta o projeto de um alimentador em tecnologia de microfita para iluminar as redes refletoras projetadas. De acordo com a norma IEEE *Standard Definitions of Terms for Antennas*, uma antena de microfita consiste em um condutor metálico fino ligado a um substrato dielétrico aterrado fino (IEEE, 2014). Esse tipo de antena possui como principais características baixo custo para produção em massa, baixo peso e volume, capacidade de operar em várias bandas, facilidade de integração com circuitos de micro-ondas, flexibilidade em termos de polarização e impedância de entrada.

Diversas são as formas que podem ser aplicadas para excitar os elementos impressos, como, por exemplo, linhas de transmissão, prova coaxial, acoplamento, fenda, etc. Em (BERNARD; ILOH, 2013) é feita a comparação entre essas técnicas de projeto, em que é demonstrado que o método da linha de transmissão e alimentação por prova coaxial possuem boas características de projeto, como melhor confiabilidade e facilidade de fabricação e de casamento de impedância.

No método da linha de transmissão para um *patch* quadrado considera-se a antena como uma seção de transmissão, dessa forma, supõe-se que o elemento tenha um comprimento maior pelo efeito das fendas de irradiação. Essas franjas estão relacionadas com a dimensão e espessura do substrato, gerando um incremento nas dimensões elétricas da antena.

Figura 9 – Geometria de uma antena de microfita de acordo com o método da linha de transmissão.



Fonte: Modificado de (BALANIS, 2009).

Como visto na Figura 9, considera-se o *patch* com um formato retangular e um comprimento efetivo L_{ef} , composto pela soma das fendas de irradiação (Δ_L) e o comprimento do elemento L . Inicialmente, para o dimensionamento da antena, calcula-se a largura W através de

$$W = \frac{C_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}, \quad (8)$$

sendo C_0 a velocidade da luz no vácuo (3×10^8 m/s), f_r a frequência do projeto e ϵ_r a constante dielétrica do substrato. A estrutura é representada por um dielétrico equivalente, pois as linhas de campo estão contidas no ar e no substrato. Desta forma, é necessário calcular a constante dielétrica efetiva (ϵ_{ref}), dada por

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}}, \quad (9)$$

em que h representa a espessura do substrato. Para o cálculo do comprimento L , deve-se encontrar o parâmetro Δ_L que representa as fendas de irradiação, dado por

$$\Delta_L = 0,412h \frac{(\epsilon_{ref} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{ref} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)}, \quad (10)$$

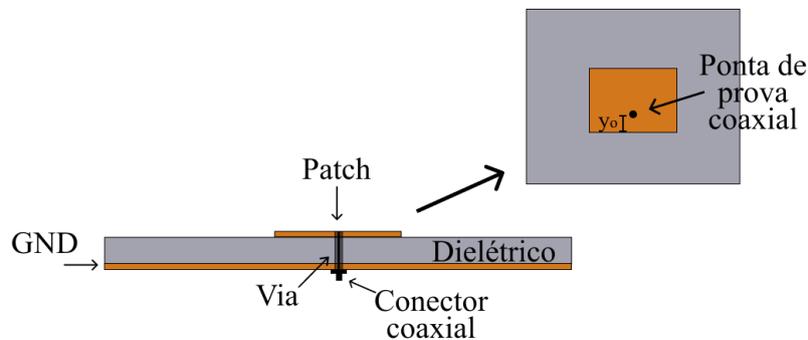
assim L é determinado através de

$$L = \frac{C_0}{2f_r\sqrt{\epsilon_{ref}}} - 2\Delta_L. \quad (11)$$

As equações apresentadas permitem obter as dimensões iniciais de projeto. Os parâmetros costumam ser ajustados no decorrer da análise realizada através de simulações eletromagnéticas.

Outro método muito utilizado em estruturas de microfita é a alimentação por prova coaxial. Essa técnica consiste em uma via que é conectada ao *patch*, como apresentado na Figura 10.

Figura 10 – Geometria de um elemento excitado através de prova coaxial.



Fonte: Modificado de (BALANIS, 2009).

A posição do ponto de alimentação (y_0) é um parâmetro importante a ser definido pois controla o casamento de impedância da antena. Para encontrar este valor primeiramente considera-se a admitância das fendas de irradiação $Y_1 = G_1 + jB_1$, determinada por

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left(1 - \frac{1}{24}(k_0h)^2 \right) \quad (12)$$

e

$$B_1 = \frac{W}{120\lambda_0} (1 - 0,636 \ln(k_0h)), \quad (13)$$

sendo

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}. \quad (14)$$

Deve-se considerar a transformação de impedância das duas fendas para a posição de alimentação, neste caso a impedância será puramente real definida por

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 + G_{12})}, \quad (15)$$

sendo

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos(\theta)\right)}{\cos(\theta)} \right]^2 J_0(k_0 L \sin(\theta)) \sin^3(\theta) d\theta, \quad (16)$$

em que $J_0(\xi)$ é uma função de Bessel de argumento ξ e ordem 0. O valor de y_0 deve ser ajustado para obter-se a impedância de entrada desejada através da equação

$$R_{in}(y_0) = R_{in} \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right). \quad (17)$$

Definindo um valor de impedância de entrada ($R_{in}(y_0)$) para a antena e isolando y_0 na equação 17, tem-se a posição do ponto de alimentação através de

$$y_0 = \frac{L}{\pi} \arccos\left(\sqrt{\frac{R_{in}(y_0)}{R_{in}}}\right). \quad (18)$$

Esse método possui como vantagem a alimentação por trás do plano de terra, assim, não causa interferências no diagrama de irradiação da antena no hemisfério superior.

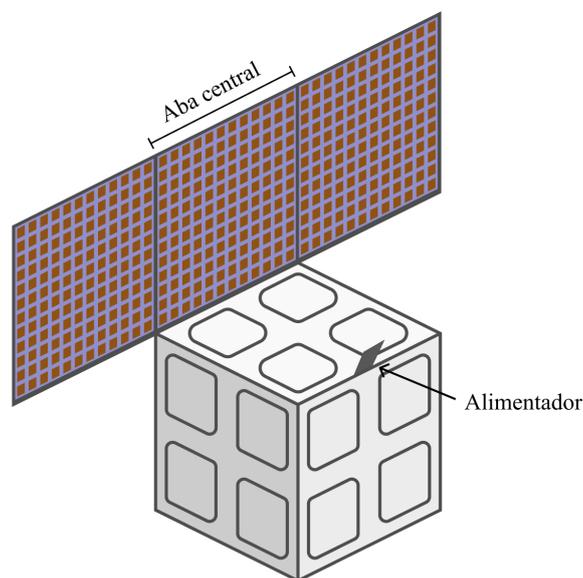
3 ESTUDO DE REDES REFLETORAS

A fase necessária em cada elemento da rede refletora é obtida alterando-se as características físicas dos elementos impressos. Neste trabalho optou-se pela variação das dimensões das metalizações impressas para obter-se a distribuição de fase desejada na abertura. Dessa forma, tem-se uma rede de elementos com tamanhos variados.

Neste capítulo serão abordadas algumas análises para diferentes células utilizando a abordagem de *Floquet*, onde será investigado o comportamento da curva de fase dos elementos para diferentes espessuras dos laminados, constantes dielétricas, espaçamentos entre células adjacentes, frequências e ângulos de incidência.

A antena completa para o nanossatélite deve ser composta por três painéis planos de mesmo tamanho físico, presos um ao outro através de dobradiças, com elementos impressos, em que cada aba deve possuir uma rede refletora, conforme ilustrado na Figura 11.

Figura 11 – Esquemático de uma rede refletora instalada em um nanossatélite *CubeSat* 8U.



Fonte: Autoral.

As abas articuladas são utilizadas para aumentar a abertura da antena e com isso elevar o ganho. Cada aba articulada deve ter aproximadamente $20\text{ cm} \times 20\text{ cm}$, área limitada pela dimensão do nanossatélite modelo *Cubesat* 8U. O número de elementos impressos depende do espaçamento utilizado entre as metalizações adjacentes. Para o cálculo da distância, deve-se analisar o tamanho do *patch* em função da frequência e substrato utilizado, garantindo assim que não haja sobreposição dos elementos da RA,

pois quanto mais próximos os *patches*, maior será o efeito do acoplamento mútuo.

Em alguns trabalhos desenvolvidos no Laboratório de Eletromagnetismo, Micro-Ondas e Antenas (LEMA) foi utilizada a frequência de 2,26 GHz para o projeto de antenas embarcadas em nanossatélites para *downlink* do transponder. Em (FERREIRA, 2016) obteve-se um ganho em torno de 12 dBi para essa aplicação. Neste trabalho é investigada a frequência de operação em 8,6 GHz, com uma banda entre 8,55 GHz a 8,65 GHz. Vale salientar que essa faixa de frequência é alocada para a exploração da terra por satélite, conforme definido pela Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL, 2017) e agências reguladoras internacionais.

Sabendo-se que $\lambda_0 = C_0/f$, verifica-se que quanto maior a frequência de operação, menor será o comprimento de onda, conseqüentemente, menor será a antena. Desse modo, torna-se possível o projeto de uma rede com um número maior de elementos, pois o tamanho da aba articulada é fixa, desta forma, aumenta-se a abertura do refletor em termos do comprimento de onda, o que permite atingir ganhos mais altos. Através da equação de Friis pode-se determinar o ganho aproximado resultante para a frequência escolhida em comparação ao ganho obtido com a frequência utilizada no trabalho desenvolvido em (FERREIRA, 2016), assim sendo, é esperado um ganho de aproximadamente 23 dBi para um cenário equivalente.

Uma preocupação em utilizar frequências mais altas são as possíveis interferências causadas por condições climáticas. Entretanto, para o caso de chuva, possíveis distorções ocorrem para frequências acima de 10 GHz (UMAR et al., 2015). Assim, a frequência escolhida não apresentará problemas na comunicação devido as condições climáticas.

3.1 Célula

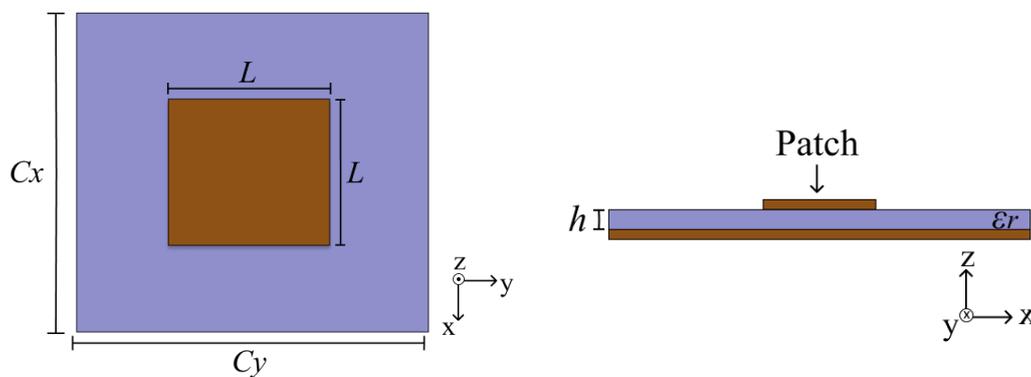
Considerando-se que cada célula possua a dimensão ($C_x \times C_y$) de $0,47\lambda_0 \times 0,47\lambda_0$, sendo, neste caso, $\lambda_0 = 34,88$ mm, o espaçamento adjacente será de 16,4 mm, possibilitando inserir uma rede 12×12 em cada aba. Considerando que o espalhador metálico seja quadrado, o comprimento do elemento L, para substratos finos (assim assume-se que ΔL tende a zero na equação 11), é calculada por

$$L = \frac{C_0}{(2f_r \sqrt{\epsilon_r})}, \quad (19)$$

sendo C_0 a velocidade da luz no vácuo, f_r a frequência central de operação e ϵ_r a permissividade elétrica relativa do substrato.

A Figura 12 apresenta a ilustração de uma célula que compõe a rede refletora. A análise foi realizada utilizando-se a técnica de *Floquet*, conforme detalhada na seção 2.2, que considera um elemento na presença de uma rede infinita de elementos idênticos. Adicionalmente, avaliou-se inicialmente a resposta da estrutura para uma incidência normal sobre a metalização. O estudo de diferentes células é apresentado, em que identificou-se o comportamento das curvas de amplitude e fase para diferentes configurações da estrutura. Todos os casos avaliados são discutidos a seguir.

Figura 12 – Dimensões de uma célula.



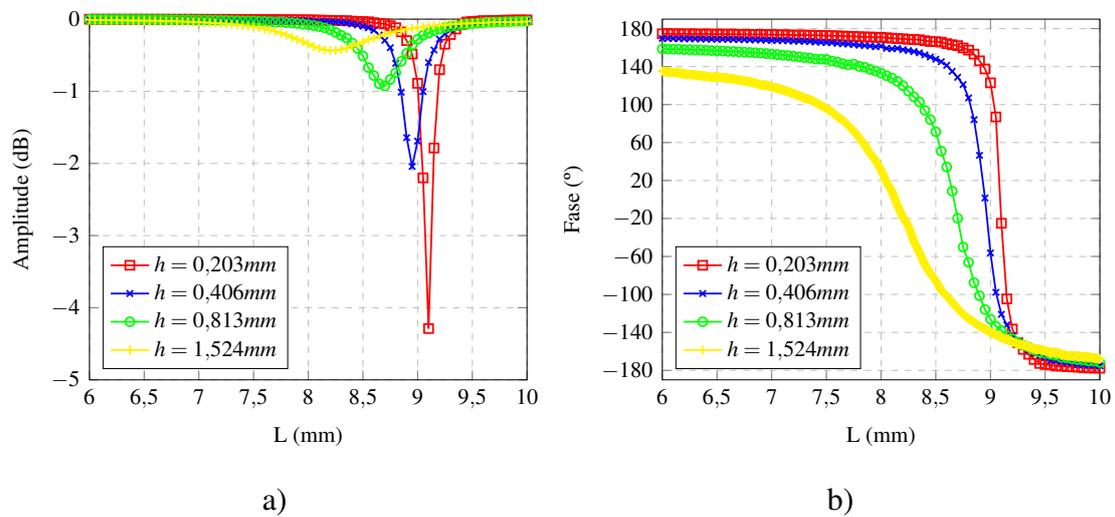
Fonte: Autoral.

3.2 Variação da espessura do dielétrico

Para realizar a análise da caracterização de uma célula da rede refletora definiu-se alguns parâmetros iniciais. A frequência central para o projeto foi estabelecida em 8,6 GHz, $C_x = C_y = 0,47\lambda_0$ e, através de um estudo de diferentes substratos para a aplicação em nanossatélites, optou-se por analisar inicialmente o substrato RO4003C. Esse laminado é fabricado pela Rogers Corporation, apresenta grande desempenho em altas frequências, possui uma constante dielétrica de $\epsilon_r = 3,55$ e tangente de perdas de $\tan\delta = 0,0027$ (CORPORATION, 2018). Algumas aplicações típicas deste laminado é o projeto de antenas para estação base de celular, radares e satélites.

Inicialmente, a simulação de um elemento da rede foi realizada no *software Electronics*, em que variou-se a espessura do substrato em 0,203 mm, 0,406 mm, 0,813 mm e 1,524 mm. Estas espessuras são comerciais e pré-definidas pelo fabricante. A Figura 13 apresenta as curvas de amplitude e fase para cada espessura do laminado.

Figura 13 – Resposta da célula para diferentes espessuras do dielétrico na frequência de 8,6 GHz. a) Curvas de amplitude; b) Curvas de fase.



Fonte: Autoral.

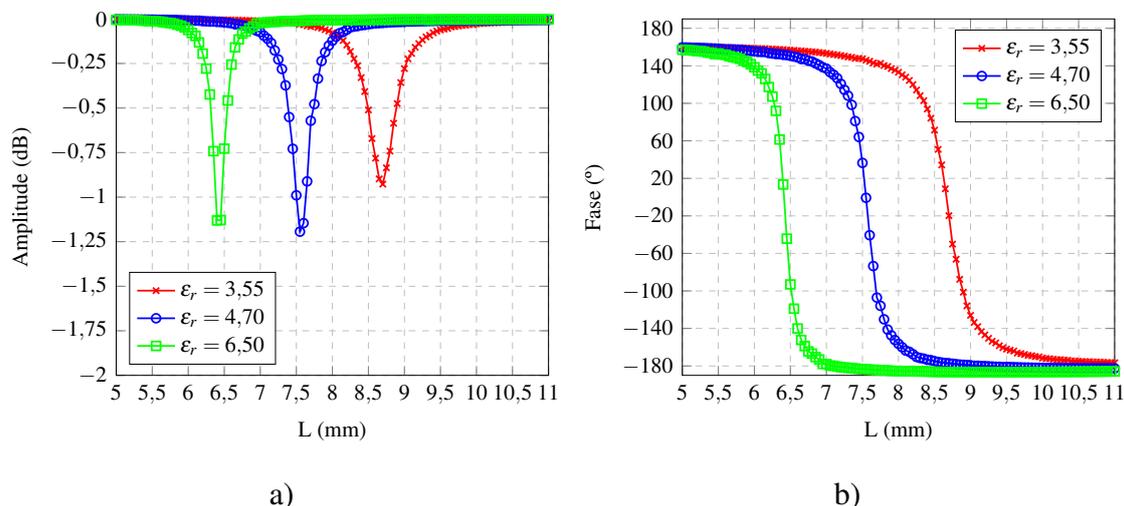
Em relação a curva de amplitude, conforme a Figura 13 a), tem-se a reflexão total quando a curva de amplitude é 0 dB. Quanto mais baixa for a amplitude do coeficiente de reflexão, menor será a amplitude do campo eletromagnético refletido. Percebe-se que a amplitude tende a reduzir na dimensão de ressonância do elemento impresso, apresentando maior variação para substratos mais estreitos. Em relação as curvas de amplitude, a curva de espessura 1,524 mm (amarela) apresenta o melhor resultando, enquanto que a espessura de 0,203 mm (vermelha) tende a ser pior.

Porém, para o projeto da rede refletora, a variação de fase é prioridade, pois será utilizada para definir a distribuição de fase na abertura. Pode-se verificar na Figura 13 b) que o comportamento é não-linear devido a banda estreita deste tipo de estrutura. Para encontrar as fases necessárias para cada *patch*, utiliza-se a interpolação dos valores encontrados, dessa forma, para obter-se uma solução mais robusta, de forma a minimizar efeitos causados por erros construtivos, é adequada a seleção de um comportamento de variação mais lento. Por outro lado, curvas que contêm essa característica apresentam uma faixa de variação de fase reduzida. Assim, deve-se selecionar a espessura que não comprometa significativamente a faixa de variação de fase, e ao mesmo tempo, apresente uma variação mais suave na região de ressonância. Portanto, mediante escolha, descreve-se como o melhor resultado para esta aplicação a espessura 0,813 mm (verde), pois apresenta uma variação menos abrupta em comparação as espessuras de 0,406 mm e 0,203 mm e faixa de projeto para a fase de aproximadamente 330° .

3.3 Variação da permissividade elétrica relativa

Dando sequência nas análises, investigou-se outros dois substratos fabricados pela Rogers Corporation, porém com diferentes constantes dielétricas, sendo o material TMM4 com $\epsilon_r = 4,70$ e o material RO3006 com $\epsilon_r = 6,50$, ambos materiais com tangente de perdas de $\tan\delta = 0,0020$. As estruturas foram simuladas para a espessura de 0,813 mm, para que as curvas de interesse fossem extraídas. A Figura 14 apresenta ambas as curvas para os laminados mencionados.

Figura 14 – Resposta da célula para diferentes substratos na frequência de 8,6 GHz. a) Curvas de amplitude; b) Curvas de fase.



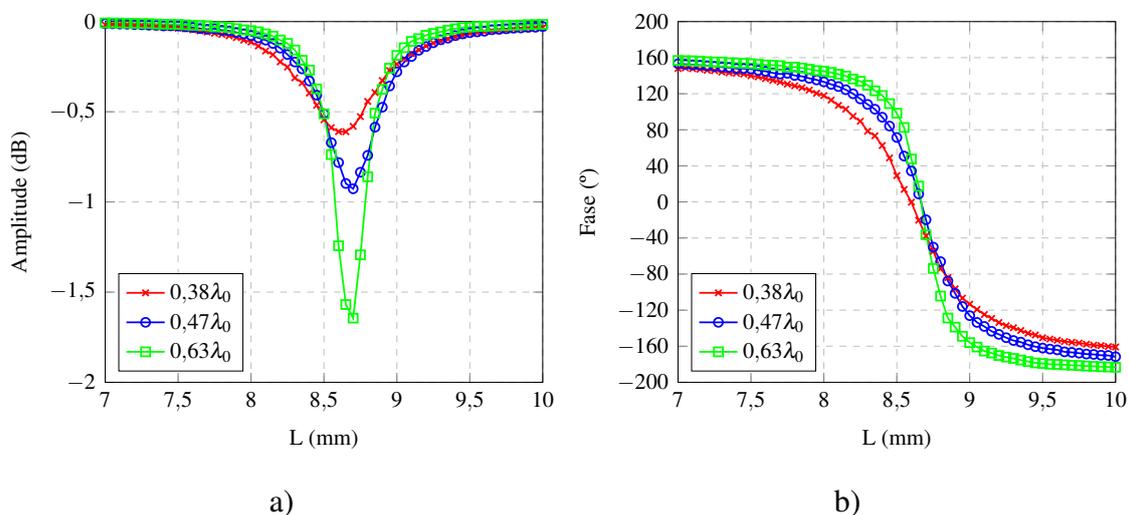
Fonte: Autoral.

Na Figura 14 é possível verificar que o tamanho L é inversamente proporcional a constante dielétrica, ou seja, quanto menor o valor de ϵ_r , maior será o tamanho dos elementos da rede. Através dos resultados contidos nas curvas, pode-se calcular a diferença de fase ($\Delta\psi_{\epsilon_r}$) para cada substrato, onde encontrou-se $\Delta\psi_{3,55} = 337,3^\circ$, $\Delta\psi_{4,70} = 342,3^\circ$ e $\Delta\psi_{6,50} = 343,0^\circ$. De acordo com o resultado obtido, a variação de fase entre os três tipos de substratos é relativamente pequena, concluindo-se que a faixa de variação de fase não muda significativamente em função da permissividade do material. Entretanto, percebe-se que para $\epsilon_r = 3,55$ a variação de fase é um pouco mais lenta. Adicionalmente, a curva de amplitude também apresenta melhor resposta para a reflexão na dimensão de ressonância.

3.4 Espaçamento entre células adjacentes

Sabendo-se que o tamanho máximo da rede deve ser $20 \text{ cm} \times 20 \text{ cm}$, de acordo com as dimensões do nanossatélite, estimou-se alguns espaçamentos entre as células de forma a possibilitar a instalação da rede na aba articulada. Determinou-se três espaçamentos: $0,38\lambda_0$, $0,47\lambda_0$ e $0,63\lambda_0$, que resultam em redes 15×15 , 12×12 e 9×9 , respectivamente. A Figura 15 demonstra as respostas encontradas para as curvas de fase e amplitude desta análise.

Figura 15 – Resposta da célula para diferentes espaçamentos na frequência de 8,6 GHz. a) Curvas de amplitude; b) Curvas de fase.



Fonte: Autoral.

Para determinar o melhor resultado assumiu-se, como critério de escolha, a máxima variação de fase e atenuação inferior a 1 dB. Desta forma, a curva com espaçamento de $0,47\lambda_0$ apresentou uma atenuação máxima de 0,95 dB e variação de fase de $324,9^\circ$, destacando-se entre os espaçamentos investigados. Entretanto, o espaçamento de $0,38\lambda_0$ também é atrativo. Vale salientar que existem outras possibilidades que poderiam ser avaliadas, para espaçamentos entre $0,38\lambda_0$ e $0,47\lambda_0$, que resultariam em redes 13×13 e 14×14 , respectivamente.

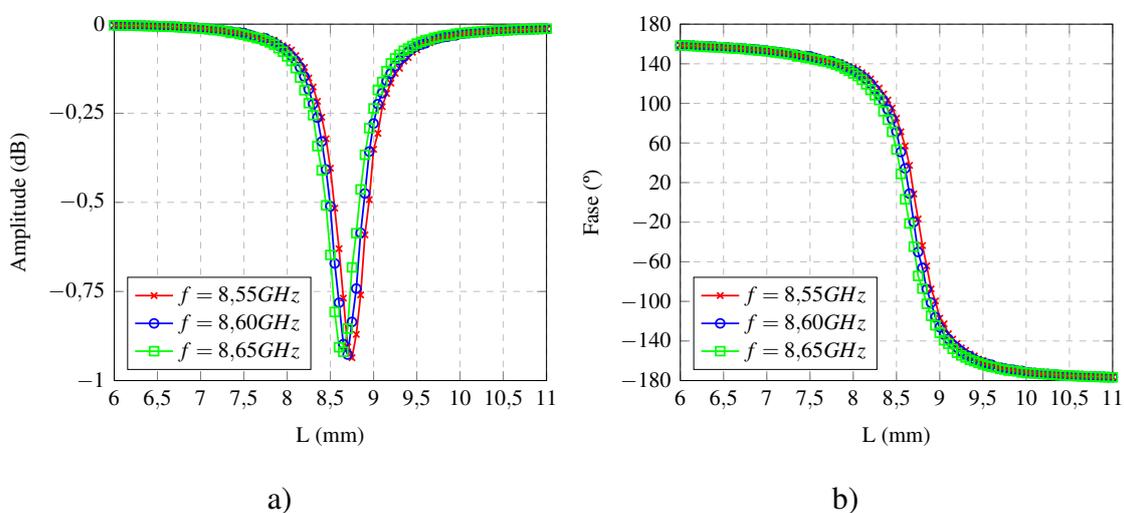
3.5 Variação da fase em frequência

Para o laminado com espessura de 0,813 mm e $\epsilon_r = 3,55$, juntamente com espaçamento entre células de $0,47\lambda_0$, avaliou-se o comportamento das curvas de amplitude e fase para os limites da banda de operação, que correspondem as frequências de 8,55 GHz e 8,65 GHz. Na Figura 16 é realizada a comparação da curvas de fase e amplitude obtidas a partir de simulação para as frequências limites e central.

Observando as Figuras 16, pode-se verificar um erro máximo introduzido para as variações de frequência. A curva de fase para a frequência inferior apresenta um erro máximo de fase, tomando como base a frequência central, de $33,35^\circ$ em 8,75 mm. Já para a frequência superior, constata-se um erro máximo de fase, tomando como base a frequência central, de $31,23^\circ$ em 8,6 mm. Os erros de fase introduzidos para as frequências superior e inferior tendo como referência a frequência central podem ser visualizados na Figura 17. Desta forma, elementos com tamanhos contidos na região de transição rápida de fase podem introduzir erros na distribuição de fase ao longo da abertura, modificando o diagrama de irradiação nos limites da banda em relação ao obtido para a frequência central. Vale salientar que é abordado nesse momento apenas os erros introduzidos na rede refletora devido a variação de fase em função da frequência. Entretanto, deve-se também considerar os erros de fase introduzidos pela distância do centro do alimentador até as metalizações impressas.

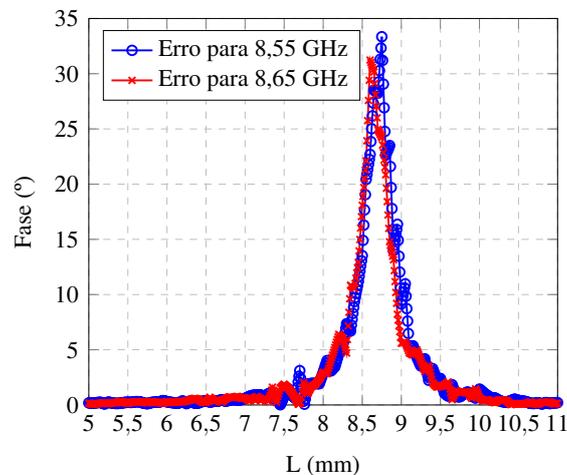
Figura 16 – Resposta da célula para um substrato com $h = 0,813$ mm e $\epsilon_r = 3,55$.

a) Curvas de amplitude; b) Curvas de fase.



Fonte: Autoral.

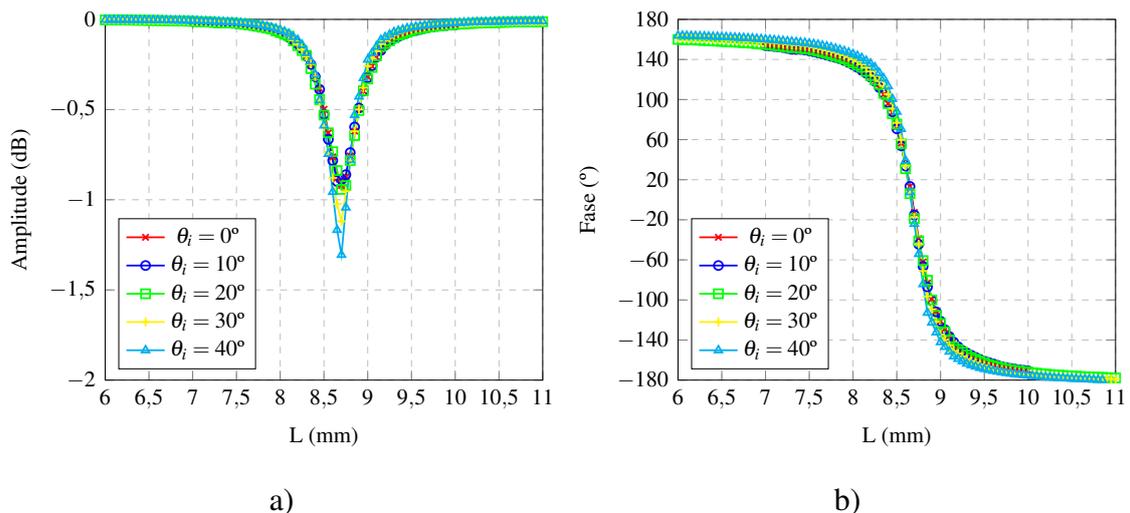
Figura 17 – Erro de fase introduzido nos elementos impressos para as variações em frequência.



3.6 Ângulo de incidência

Em sequência, considerou-se a incidência oblíqua de uma onda plana sobre o *patch*. De acordo com (TARGONSKI; POZAR, 1994), valores acima de 40° não são válidos para esse tipo de aplicação, dessa forma, a Figura 18 apresenta as curvas de amplitude e fase para os ângulos de incidência θ_i de 0° , 10° , 20° , 30° e 40° .

Figura 18 – Resposta da célula com diferentes ângulos de incidência. a) Curva de amplitude; b) Curva de fase.



Como pode ser observada na Figura 18 b), a resposta de fase da célula unitária possui baixa sensibilidade para diferentes ângulos de incidência, percebendo-se pequena variação apenas para os ângulos extremos. Dessa forma, pode-se concluir que a topologia em análise não possui variação significativa na faixa de inclinação aplicada.

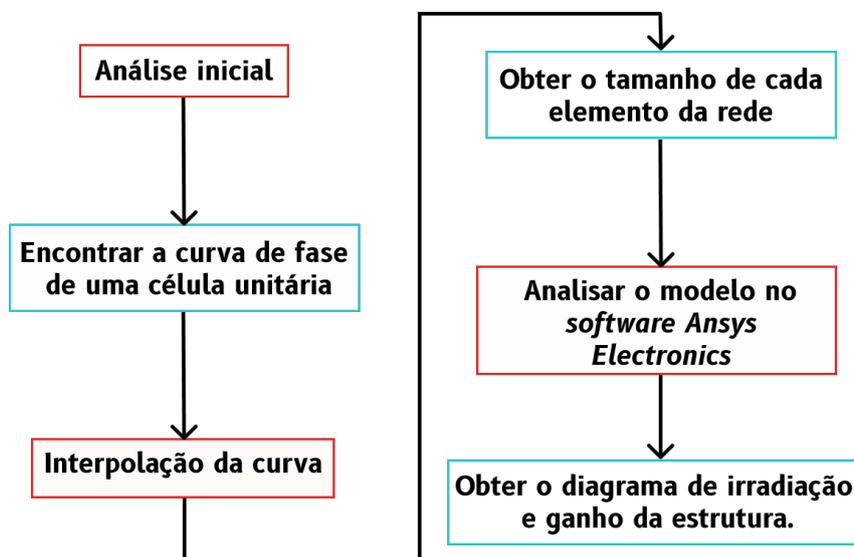
4 PROJETO DE REDES REFLETORAS PARA NANOSSATÉLITE

O projeto de uma rede refletora (RA) pode ser desenvolvido seguindo o fluxograma da Figura 19. Com relação ao fluxograma apresentado, na análise inicial são realizados estudos sobre a antena para definir alguns parâmetros de projeto, tais como material dielétrico, frequência de operação, tamanho da rede refletora, espaçamento entre os elementos e o tipo de configuração de fase dos *patches*.

A partir disso, a curva de fase de uma célula unitária deve ser obtida através da avaliação da fase do campo elétrico total irradiado usando a abordagem *Floquet*, conforme discutido no Capítulo 3. Após obtida a curva de fase, realiza-se a interpolação dos pontos para, posteriormente, encontrar a fase de cada *patch*, de tal forma a obter a distribuição de fase desejada na abertura e, conseqüentemente, o diagrama de irradiação especificado.

Por fim, a partir de um código desenvolvido em ambiente Matlab, criar os elementos da rede e exportar um arquivo contendo o modelo que seja compatível com o software *Ansys Electronics*. A estrutura final então é analisada no *software* comercial, sendo assim possível determinar o ganho da antena e a eficiência de abertura.

Figura 19 – Fluxograma de projeto de uma antena do tipo rede refletora.

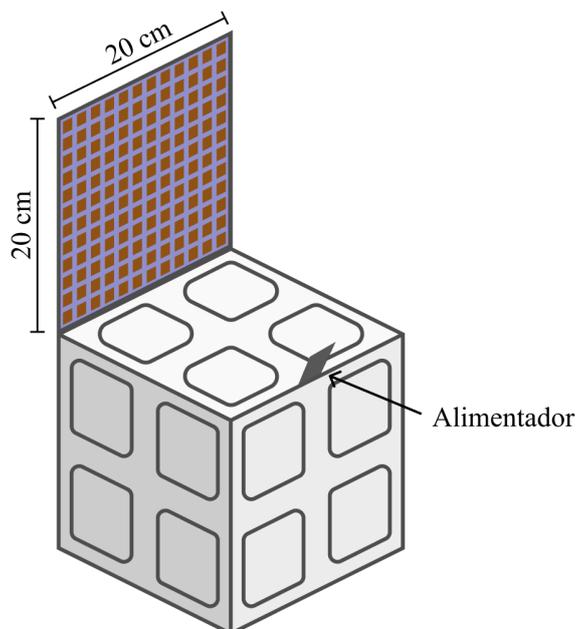


Fonte: Autoral.

Neste trabalho é proposto o projeto de redes refletoras em 8,6 GHz (banda X), com alto ganho, baixo peso e com facilidade de conformação sobre a estrutura de um *Cubesat* 8U no momento do lançamento. Com base nas análises e discussões apresentadas no Capítulo 3, RAs com elementos espaçados de $0,47\lambda_0$ serão implementadas, resultando em estruturas 12×12 .

A Figura 20 demonstra o esquemático do projeto de RAs apenas para a aba central, com dimensão $20\text{ cm} \times 20\text{ cm}$, juntamente com a antena de alimentação embarcadas no nanossatélite *CubeSat* 8U. As demais abas serão exploradas em trabalhos futuros.

Figura 20 – Esquemático da rede refletora instalada em um nanossatélite *CubeSat* 8U.



Fonte: Autoral.

Nas seções a seguir será apresentado o projeto do alimentador para a rede refletora (RA) à ser instalada na aba central do nanossatélite. Posteriormente, serão projetados os tamanhos dos elementos da rede refletora com base na curva de fase escolhida no Capítulo 3, para diferentes posições do alimentador. Além de investigar a relação da distância do alimentador até a RA com o tamanho da abertura (razão definida por F/D), diferentes posições para o centro de fase são avaliados, neste caso, alimentadores axial e *offset*. Adicionalmente, diferentes direções de apontamento do feixe são sintetizados.

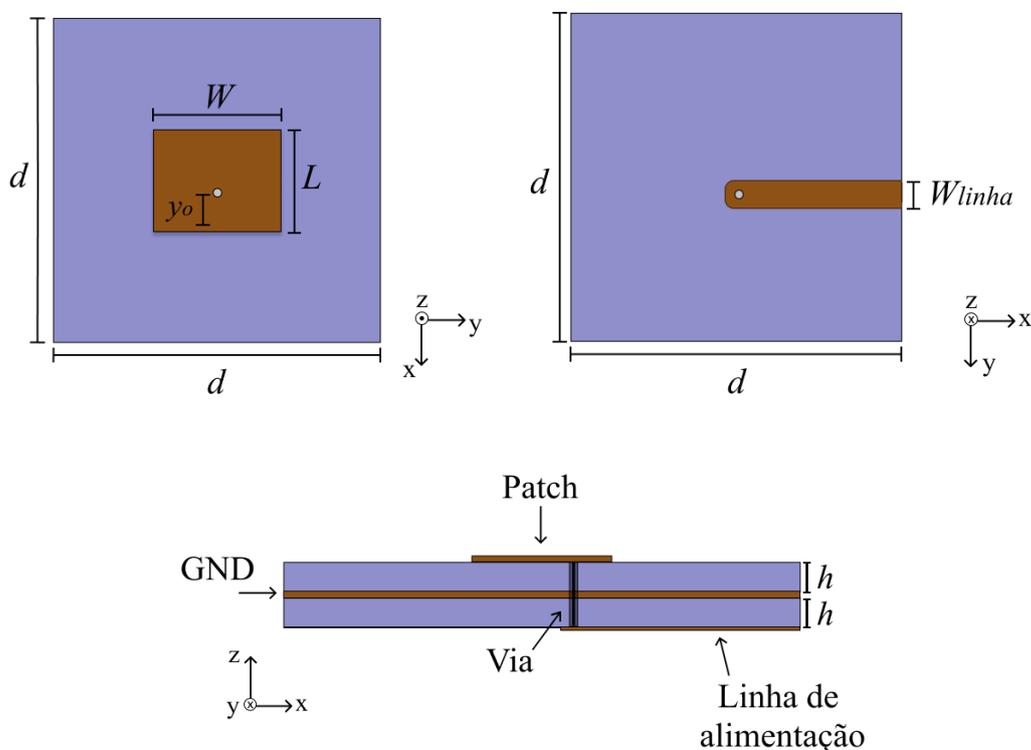
Vale destacar nesse momento que o alimentador e as redes refletoras são projetadas para operarem com polarização linear. Os estudos realizados tem carácter exploratório, sendo que, em trabalhos futuros, serão projetadas antenas circularmente polarizadas para todas as abas do nanossatélite. Assim, este trabalho não deve ser considerado para fins de análise do descasamento de polarização no enlace de comunicação (*downlink* do transponder) entre o nanossatélite e a central de armazenamento e processamento dos dados medidos em ambientes remotos, decorrentes da propagação de ondas eletromagnéticas em ambientes chuvosos e em diferentes camadas da atmosfera.

4.1 Projeto do alimentador

Para obter-se os parâmetros iniciais da antena de alimentação, utilizou-se os métodos apresentados na seção 2.4. Inicialmente, definiu-se o substrato RO4003C com constante dielétrica $\epsilon_r = 3,55$, $\tan\delta = 0,0027$, e espessura $h = 0,813$ mm. A estrutura do elemento simples linearmente polarizada em \hat{x} é composta por dois materiais dielétricos, um *patch* retangular e um plano de terra (GND). Adicionalmente, nesse trabalho optou-se pela alimentação dos elementos através de prova coaxial, como mostra a Figura 21. Duas camadas dielétricas foram utilizadas de forma a permitir, futuramente, a integração de divisores de potência para as antenas do alimentador da RA.

Vale salientar que um modelo realístico com múltiplas camadas deve utilizar *prepreg* para fixar ambos os laminados. Essa camada de cola será inserida abaixo do plano de terra, de modo a não interferir nas características de irradiação da antena. Assim, o circuito de alimentação do alimentador deverá ser projetado considerando a permissividade elétrica efetiva.

Figura 21 – Elemento simples do alimentador.



Fonte: Autoral.

Determinou-se os parâmetros iniciais do projeto através das equações contidas da seção 2.4. Neste caso, os valores calculados são: $L = 9,7$ mm, $W = 10,52$ mm e $y_0 = 3$ mm, sendo o raio da via utilizada de $r = 0,25$ mm e a dimensão $d = \lambda_0$. Como o

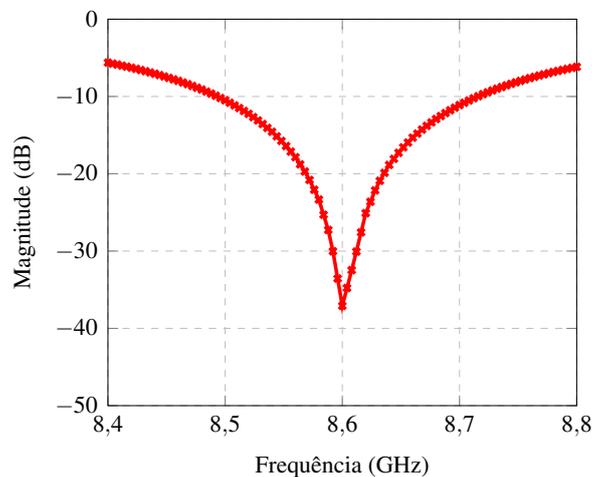
método da linha de transmissão é analítico, em que algumas aproximações são aplicadas, tem-se que os resultados apresentam desvios em frequência e variações na impedância de entrada. Dessa forma, é necessário ajustar as variáveis de projeto para corrigir possíveis deslocamentos em frequência e descasamentos de impedância.

Aplicando estes valores ao modelo eletromagnético demonstrado na Figura 21, obteve-se um parâmetro de reflexão (S_{11}) deslocado em frequência, decorrente da transição entre a microfita e a ponta de prova coaxial. Para solucionar esse problema, aplica-se um ajuste fino, denominado escalonamento, que consiste em um processo iterativo com aproximações lineares que se baseia em multiplicar a dimensão L , responsável pela ressonância da antena, por um fator X_p dado por

$$X_p = \frac{f_e}{f_p}, \quad (20)$$

sendo f_e a frequência resultante na iteração atual e f_p a frequência de operação do projeto. Realizando este procedimento sucessivamente, obteve-se um parâmetro S_{11} satisfatório, conforme demonstrado na Figura 22.

Figura 22 – Coeficiente de reflexão do elemento simples.



Fonte: Autoral.

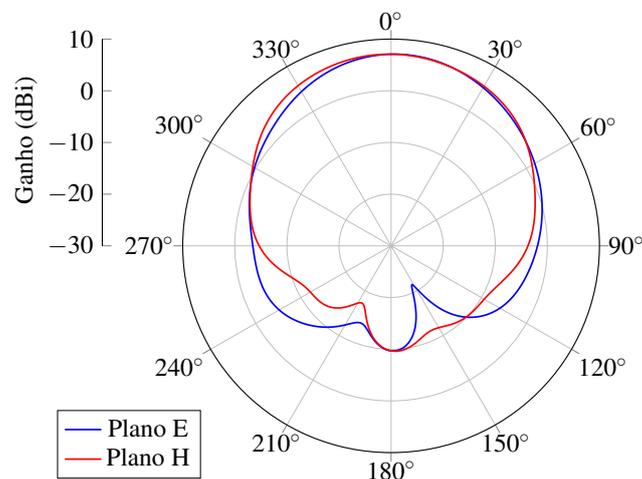
Vale salientar que o parâmetro S_{11} é igual ao coeficiente de reflexão para uma estrutura com apenas um elemento. O coeficiente de reflexão está relacionado com a impedância de entrada do elemento (Z_{ant}), que é descrita por $Z_{ant} = (R_L + R_r) - jX_a$, onde R_L representa as perdas dielétricas associadas a estrutura da antena, R_r é a resistência de irradiação e X_a é uma reatância associada a irradiação da antena (BALANIS, 2015). Adicionalmente, para fins de casamento de impedância, se fez necessário correções na largura

do *patch* e na posição da prova coaxial. Essas correções foram realizadas diretamente no simulador eletromagnético a partir da análise na carta de Smith.

Após o ajuste da frequência de ressonância e do casamento de impedância, as dimensões finais da antena de microfita ficaram definidas como: $L = 8,51$ mm, $W = 11,56$ mm e $y_0 = 2,85$ mm. A largura da linha de transmissão em microfita (W_{linha}) que alimenta a antena foi definida com o auxílio do *software TxLine* para uma impedância característica (Z_0) de 50Ω , obtendo-se $W_{linha} = 2,3$ mm para esse substrato.

A Figura 23 apresenta os diagramas de irradiação nos planos E e H para o elemento simples. Nota-se um ganho em torno de 7,09 dBi.

Figura 23 – Diagrama de irradiação para o elemento simples - Plano E: $E_\theta(\theta, \phi = 0^\circ)$ e Plano H: $E_\phi(\theta, \phi = 90^\circ)$.



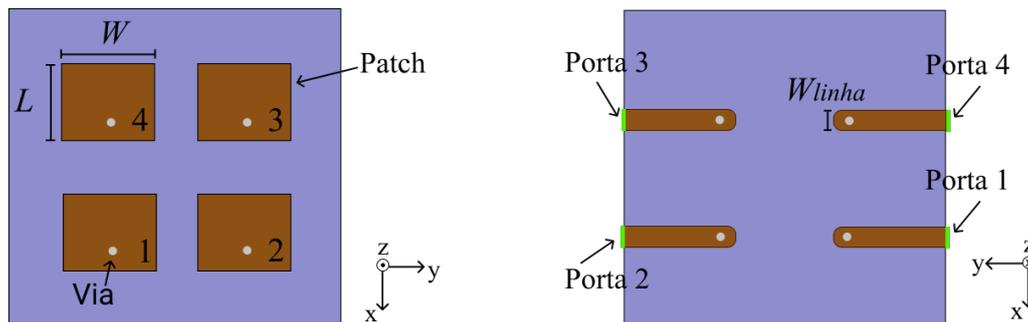
Fonte: Autoral.

Por fim, projetou-se uma rede 2×2 composta por quatro elementos idênticos de microfita como apresentado na Figura 24. Para a escolha do espaçamento entre os elementos observou-se alguns fatores: distância muito pequena resulta em *patches* muito próximos, o que provoca maior acoplamento mútuo; já valores maiores tornam o diagrama do alimentador mais diretivo e possibilitam o surgimento de lóbulos laterais.

O espaçamento entre os elementos influencia na abertura do diagrama de irradiação da antena. Neste trabalho são avaliados quatro valores de espaçamento, que são: $0,45\lambda_0$, $0,5\lambda_0$, $0,55\lambda_0$ e $0,6\lambda_0$. Essa análise é semelhante a variação do fator q da função $\cos^q(\theta)$, convencionalmente utilizada para modelar matematicamente as características de irradiação de alimentadores. Outra forma de aumentar o termo q é através do número de elementos da rede.

As mesmas amplitudes e fases foram aplicadas nas portas de excitação dos elementos do alimentador, e obteve-se o diagramas de irradiação através do simulador ele-

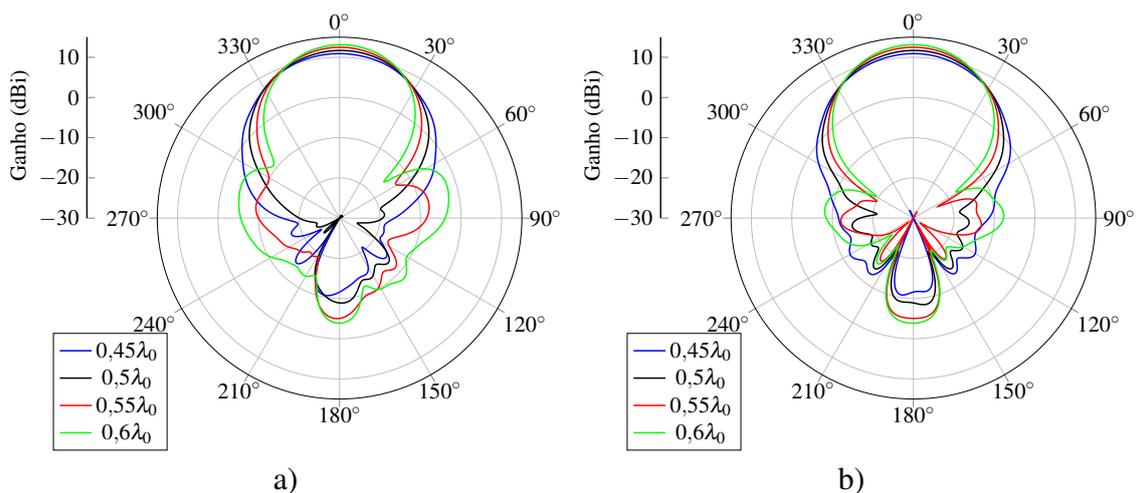
Figura 24 – Geometria do alimentador em microfita.



Fonte: Autoral.

tromagnético para todos os espaçamentos apresentados. Os resultados obtidos são apresentados na Figura 25.

Figura 25 – Diagrama de irradiação do alimentador 2×2 para diferentes espaçamentos. a) Plano E: $E_{\theta}(\theta, \phi = 0^{\circ})$; b) Plano H: $E_{\phi}(\theta, \phi = 90^{\circ})$.



Fonte: Autoral.

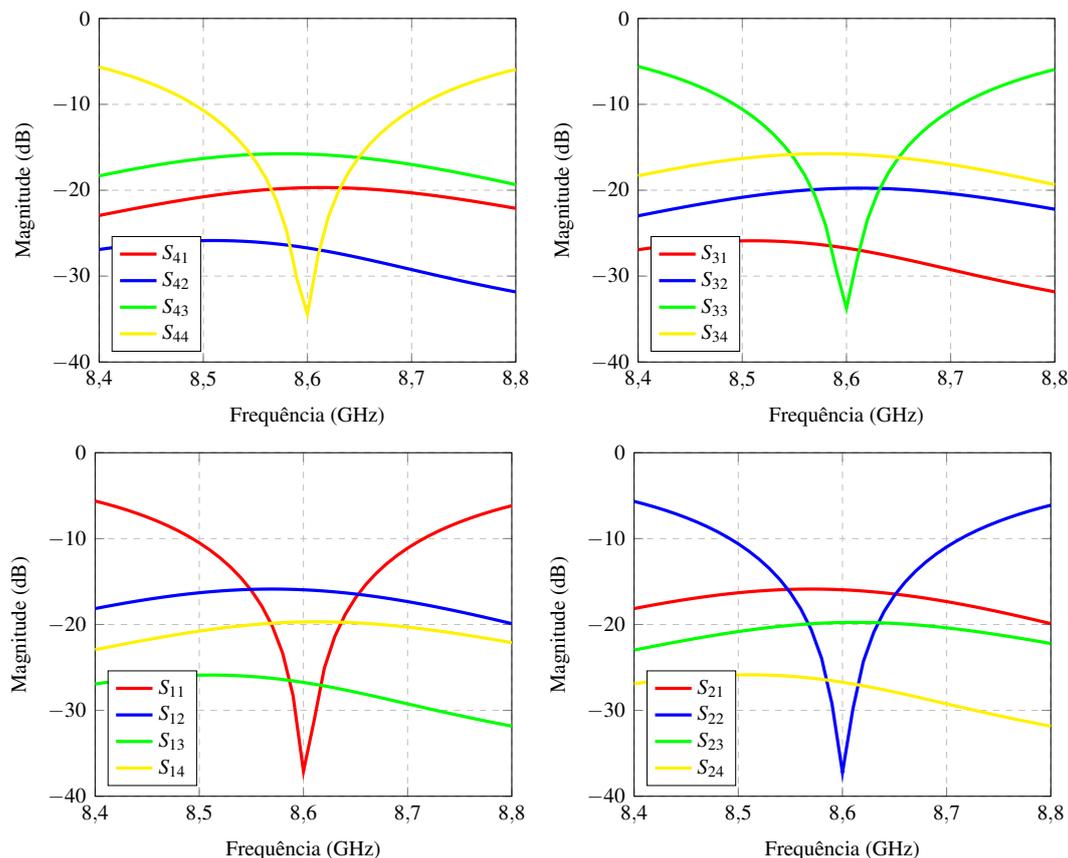
Através dos diagramas de irradiação da Figura 25 é possível determinar o ângulo de meia potência (do inglês, *Half-Power Beamwidth* - *HPBW*), que é determinado com base nos ângulos em que a potência decai 3 dB em relação ao máximo (BALANIS, 2015). Os valores de HPBW para cada diagrama de irradiação são: 53° , 48° , 42° e 39° no plano E e 54° , 47° , 43° e 41° no plano H para os espaçamentos de $0,45\lambda_0$, $0,5\lambda_0$, $0,55\lambda_0$ e $0,6\lambda_0$, respectivamente.

Esse ângulo determina a abertura da antena e é utilizado para definir se o alimentador é apropriado para iluminar a rede refletora. Vale destacar que a iluminação na borda da RA deve estar abaixo de aproximadamente 10 dB para reduzir o *spillover*.

Avaliando as características dos diagramas de irradiação para o alimentador, escolheu-se o espaçamento de $0,5\lambda_0$ com um ganho de 11,7dBi. Dessa forma, o espa-

çamento entre os elementos adjacentes na rede é de 17,44 mm, garantindo também baixo acoplamento mútuo entre os elementos, conforme pode ser observado nos parâmetros S contidos na Figura 26.

Figura 26 – Parâmetros S_{ij} do alimentador.

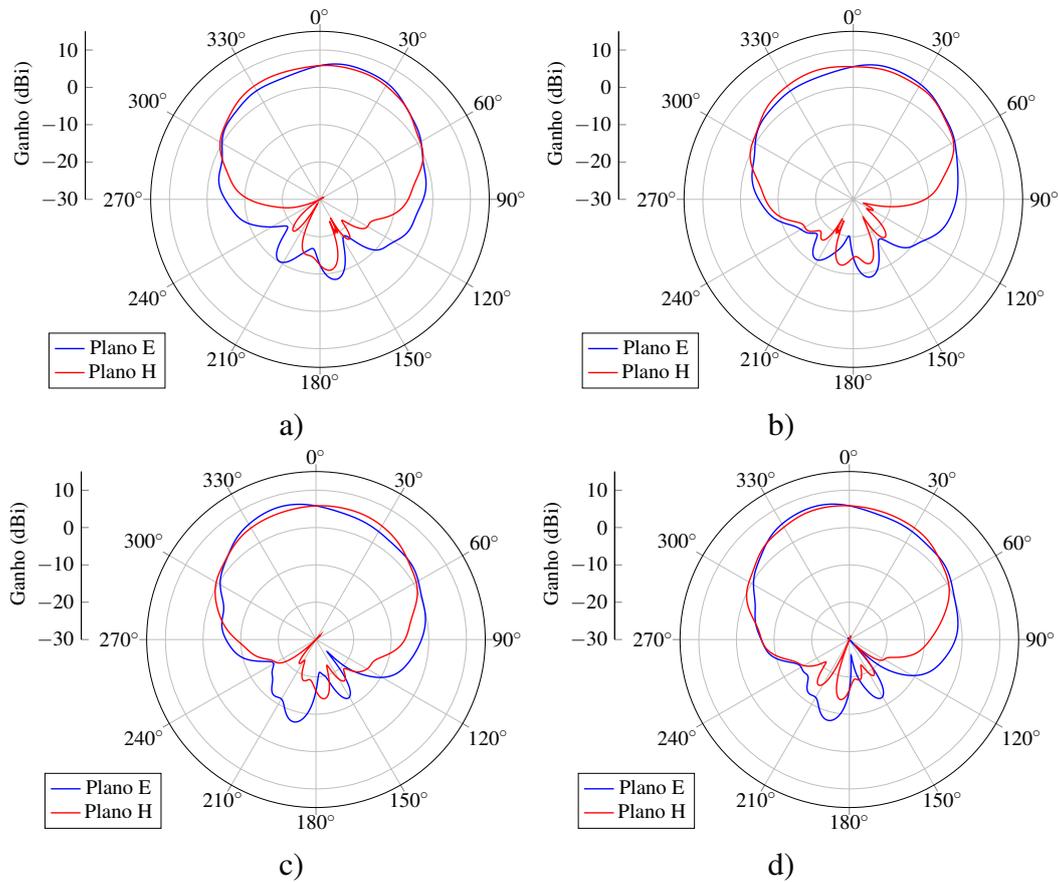


Fonte: Autoral.

Também é interessante apresentar os diagramas individuais ativos dos elementos que compõe o alimentador. O procedimento para a obtenção baseia-se em alimentar individualmente as antenas com amplitude unitária e conectar cargas casadas nas demais portas. A partir disso extraiu-se os diagramas para cada elemento da rede, conforme apresentados na Figura 27.

A Figura 28 mostra as impedâncias de entrada de cada um dos elementos da antena em função da frequência, determinadas nas portas de alimentação do tipo *waveport* (ver Figura 24). Observando-se a Figura 28, pode-se perceber que os valores de impedância de entrada de cada elemento são muito próximos, o que pode ser explicado pela simetria da rede 2×2 . A Tabela 3 demonstra as impedâncias na frequência central de operação do projeto para excitações com a mesma amplitude e fase. Estes valores devem ser considerados no projeto do circuito de alimentação, para que seja possível realizar o

Figura 27 – Diagramas de irradiação ativos - Plano E: $E_{\theta}(\theta, \phi = 0^{\circ})$ e Plano H: $E_{\phi}(\theta, \phi = 90^{\circ})$.



Fonte: Autoral.

casamento de impedância e assim obter a máxima transferência de potência do circuito para os elementos. Nesse caso, o casador de impedância deve-se anular a reatância de entrada de cada antena.

Tabela 3 – Impedâncias de entrada de cada antena do alimentador na frequência central.

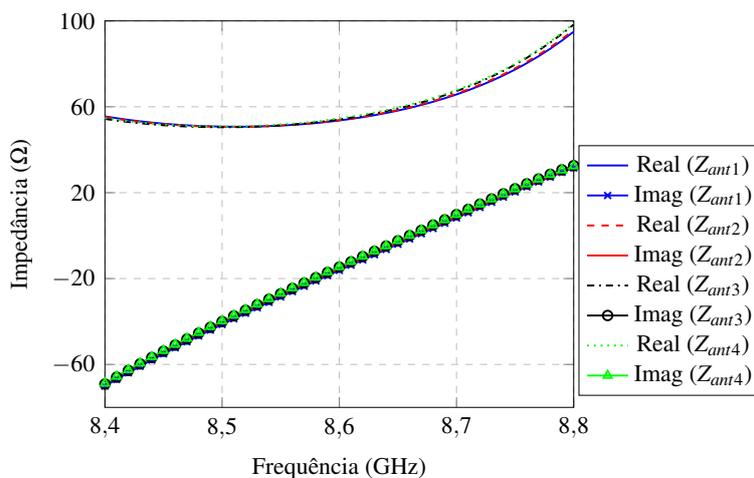
Z_{ant1}	Z_{ant2}	Z_{ant3}	Z_{ant4}
$53,61-j16,18 \Omega$	$53,77-j15,49 \Omega$	$54,13-j14,68 \Omega$	$54,58-j14,53 \Omega$

4.2 Análise da Rede Refletora

Nessa etapa os tamanhos dos elementos para redes refletoras serão determinados tomando como base a célula unitária descrita na Figura 12. Nas análises das estruturas investigaram-se duas abordagens:

- i) Todos os elementos da rede são projetados através de uma curva de fase extraída

Figura 28 – Impedância de entrada ativa para cada elemento do alimentador.



Fonte: Autoral.

para uma incidência normal;

ii) Os elementos da rede são projetados a partir de 4 curvas de fase, que são utilizadas conforme a inclinação do raio de incidência em cada *patch*. Nessa abordagem, os ângulos são calculados e atribuídos para a curva de fase que representar o ângulo de incidência mais próximo (regiões discretizadas). Os ângulos de incidência utilizados são: 7°, 20°, 32° e 41°.

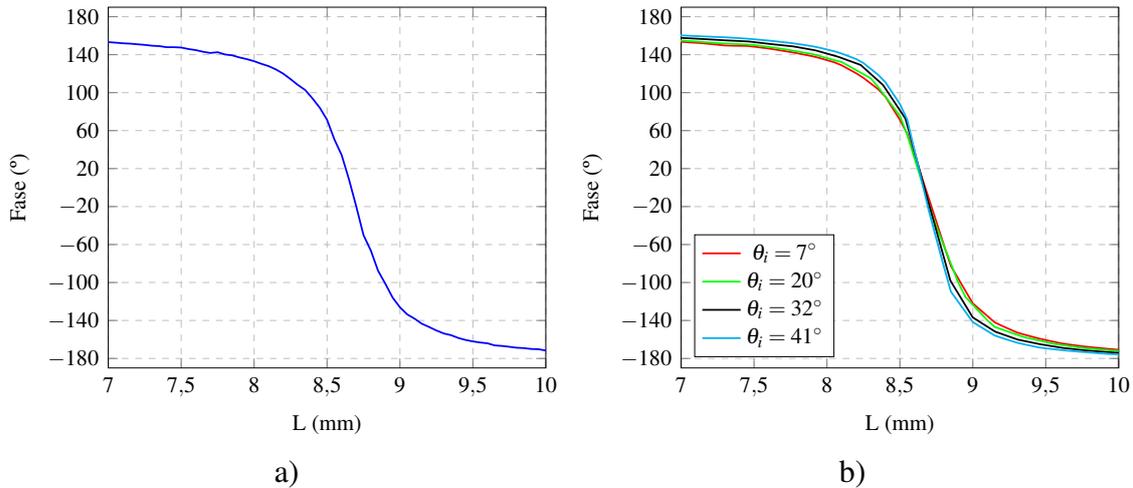
Vale destacar que a estrutura da rede refletora, conforme as análises e escolhas realizadas no Capítulo 3, é constituída do laminado RO4003, com constante dielétrica de 3,55, tangente de perdas de 0,0027 e espessura 0,813 mm. As curvas de fase são interpoladas em ambiente *Matlab* para elevar o número de pontos discretos que relacionam fase e dimensão. As curvas de fase correspondentes aos itens i) e ii) são ilustradas na Figura 29.

Conforme mencionado anteriormente, análises de redes refletoras 12×12 com *patches* quadrados de diferentes tamanhos e espaçados de $0,47\lambda_0$ serão realizadas para posições axial e *offset* do alimentador projetado na seção 4.1. Os esquemáticos para ambas as posições do alimentador são ilustrados na Figura 30.

Além da abertura do diagrama de irradiação do alimentador, a relação F/D é fundamental para reduzir o transbordamento e aumentar a eficiência da abertura. Vale lembrar que F é a distância do alimentador até a rede refletora e D é a dimensão máxima da RA, conforme ilustrado na Figura 31.

A relação F/D é definida entre 0 e 1, porém deve-se escolher um valor que não seja muito pequeno, ocasiando a análise em uma região reativa dos campos eletromagnéti-

Figura 29 – Curvas de fase utilizadas nas análises. a) Item i); b) Item ii).



Fonte: Autoral.

cos. Por outro lado, valores maiores causam *spillover*, resultando em uma perda no ganho devido ao transbordamento de energia. Para as análises realizadas nesta seção definiu-se a relação F/D no intervalo de 0,8 a 1.

As análises apresentadas a seguir foram realizadas para alimentadores nas posições ilustradas na Figura 30. Para a posição axial, projetou-se redes refletoras com apontamentos de feixe na direções *broadside* e inclinados. Já para a posição *offset*, RAs foram propostas com diagramas de irradiação inclinados apenas.

4.2.1 Rede refletora com alimentador axial

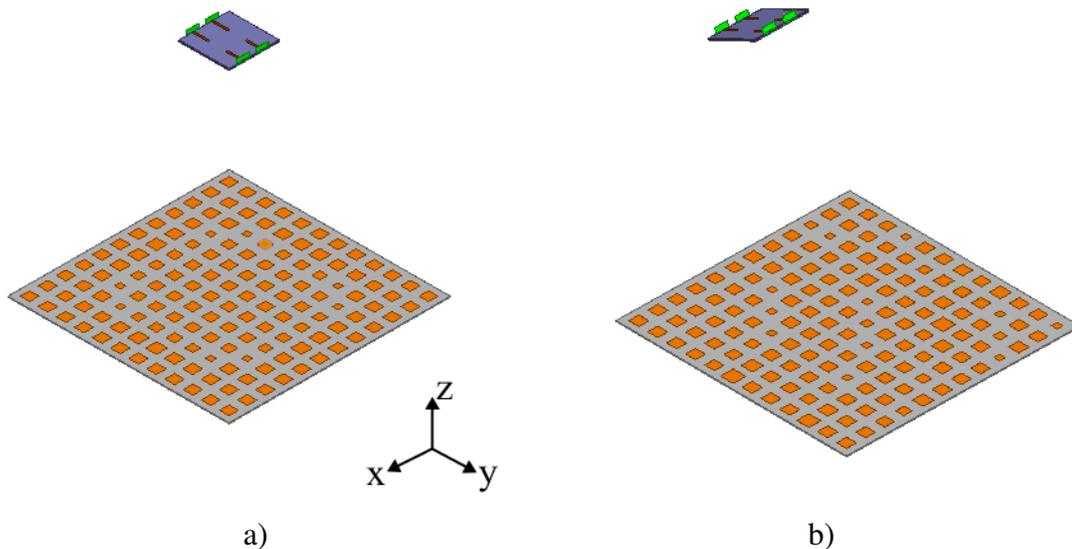
A partir da curva de fase contida na Figura 29 a) e do esquemático da Figura 30 a), realizou-se a variação da relação F/D de 0,8 a 1. Neste caso, utilizou-se a abordagem do item i) com apenas uma curva de fase.

Para cada estrutura analisada, obteve-se um diagrama de irradiação com determinado ganho. A partir disso, calculou-se a eficiência de abertura (e_a), que informa o percentual da potência incidente sobre a rede refletora disponível no ponto de alimentação, ou vice-versa. A eficiência da abertura é calculada por

$$e_a = \frac{G\lambda_0^2}{4\pi A}, \quad (21)$$

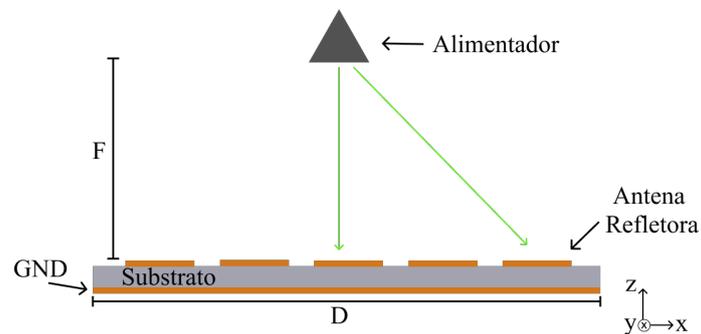
sendo G o ganho absoluto e A a área da antena, neste caso, a área da aba central articulada ($20 \text{ cm} \times 20 \text{ cm}$). Os ganhos e as eficiências de abertura obtidas nessa análise são

Figura 30 – Esquemático do modelo analisado. a) Alimentador axial; b) Alimentador *offset*.



Fonte: Retirada do *software Ansys Electronic*.

Figura 31 – Relação da largura de feixe e F/D .



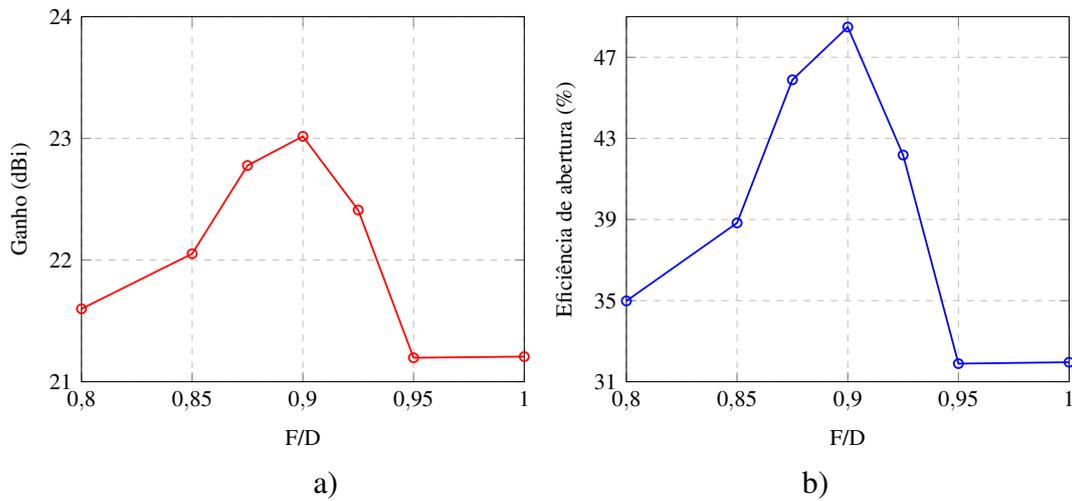
Fonte: Modificado de (HUANG; ENCINAR, 2008).

apresentadas na Figura 32.

Analisando os resultados obtidos para as diferentes relações, o melhor ganho é de 22,82 dBi para $F/D = 0,9$, que corresponde em uma eficiência de abertura de 46,37%. A Figura 33 apresenta a fase do campo incidente sobre os elementos, a fase desejada em cada *patch* para obter o diagrama de irradiação desejado e a distribuição de fase na abertura que deve ser sintetizada pelos elementos impressos. Os resultados apresentados são válidos para a relação 0,9, alimentador na posição axial e diagrama de irradiação na direção *broadside* ($\theta_b = 0^\circ$, $\phi_b = 0^\circ$).

As Figuras 34 e 35 apresentam o leiaute da rede exportada do *software Matlab* e o diagrama de irradiação obtido através do *Ansys Electronics*. A solução eletromagnética foi obtida através da técnica FEBI (do inglês, *Hybrid Finite Element Boundary Integral*

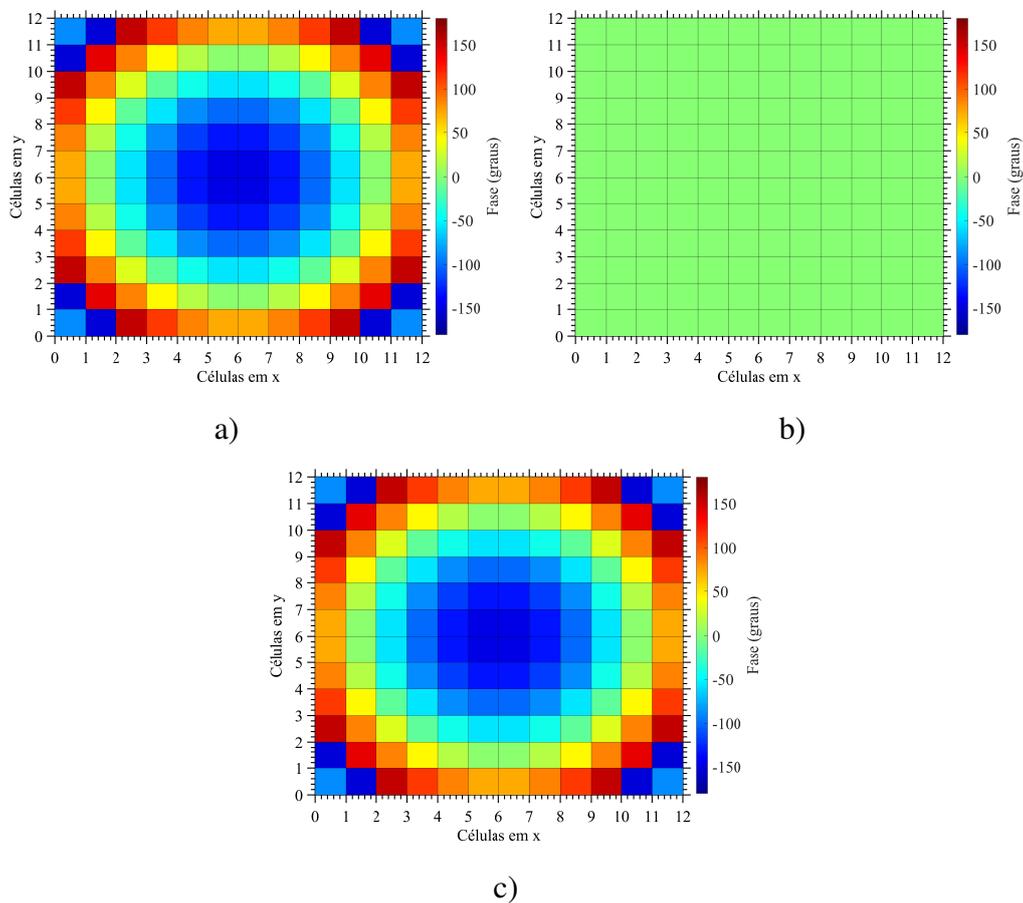
Figura 32 – Resultados para diferentes F/D . a) Ganhos; b) Eficiências de abertura.



Fonte: Autoral.

Method), que consiste na combinação do método dos elementos finitos (FEM) e da equação integral.

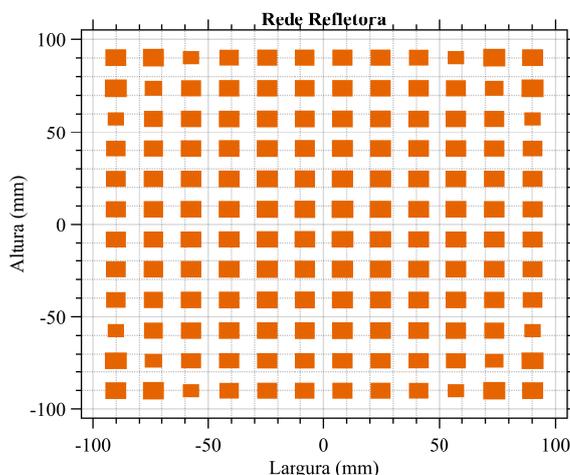
Figura 33 – Distribuição de fase para $\theta_b = 0^\circ$ e $\phi_b = 0^\circ$ com $F/D = 0,9$. a) Fase do campo incidente; b) Fase do campo irradiado; c) Fase na abertura.



Fonte: Autoral.

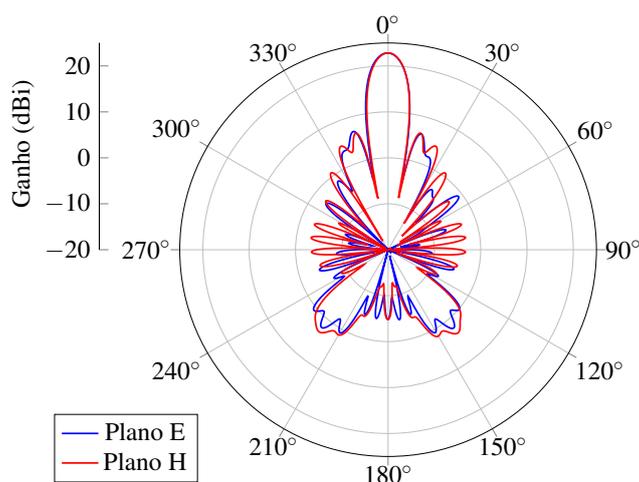
Vale destacar que o alimentador axial produz interferência sobre o campo refletido pela rede refletora na direção *broadside*. Na Figura 35 pode-se perceber um diagrama diretivo com feixe direcionado para $\theta = 0^\circ$, que apresenta um ângulo de meia potência de 9° em ambos os planos. Adicionalmente, os lóbulos laterais apresentam níveis inferiores à 15,4 dB em relação ao máximo do feixe principal. Pode-se observar irradiação mais intensa para θ nas faixas de $[123^\circ, 153^\circ]$ e $[207^\circ, 237^\circ]$ decorrentes do transbordamento (*spillover*).

Figura 34 – Rede refletora 12×12 para $\theta_b = 0^\circ$ e $\phi_b = 0^\circ$ com $F/D = 0,9$.



Fonte: Autoral.

Figura 35 – Diagramas de irradiação para a rede com relação $F/D = 0,9$. Plano E: $E_\theta(\theta, \phi = 0^\circ)$ e Plano H: $E_\phi(\theta, \phi = 90^\circ)$.

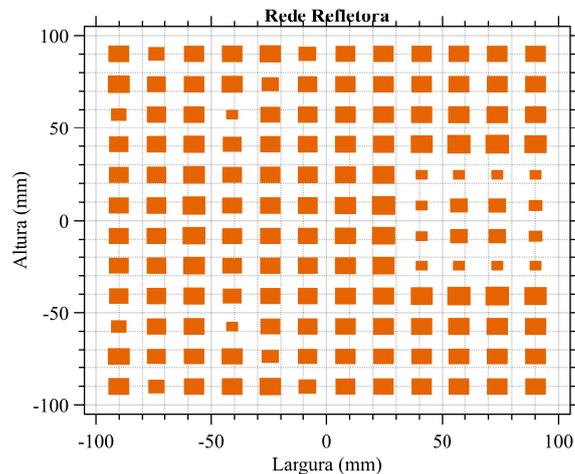


Fonte: Autoral.

Posteriormente, modificou-se a direção do feixe para $\theta_b = 20^\circ$ e $\phi_b = 0^\circ$ e projetou-se novamente os elementos impressos. Para essa configuração, o melhor ganho foi de $G = 22,48$ dBi e $F/D = 0,925$, que corresponde a uma eficiência de abertura de

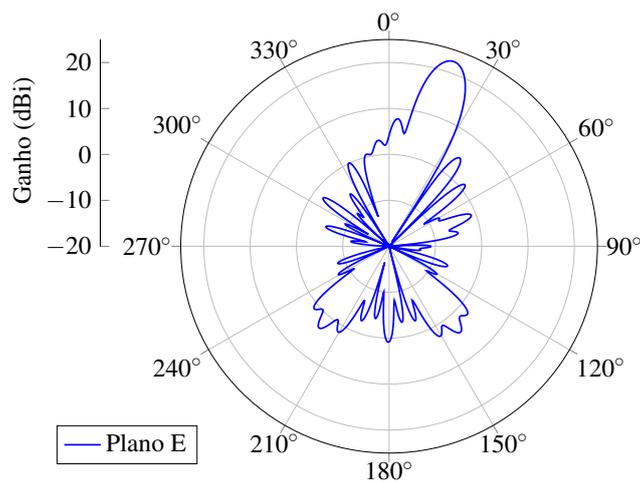
$e_a = 42,94 \%$. As Figuras 36, 37 e 38 demonstram o leiaute da rede refletora, o diagrama de irradiação da rede e as distribuições de fase, respectivamente.

Figura 36 – Rede refletora 12×12 para $\theta_b = 20^\circ$ e $\phi_b = 0^\circ$ com $F/D = 0,925$.



Fonte: Autoral.

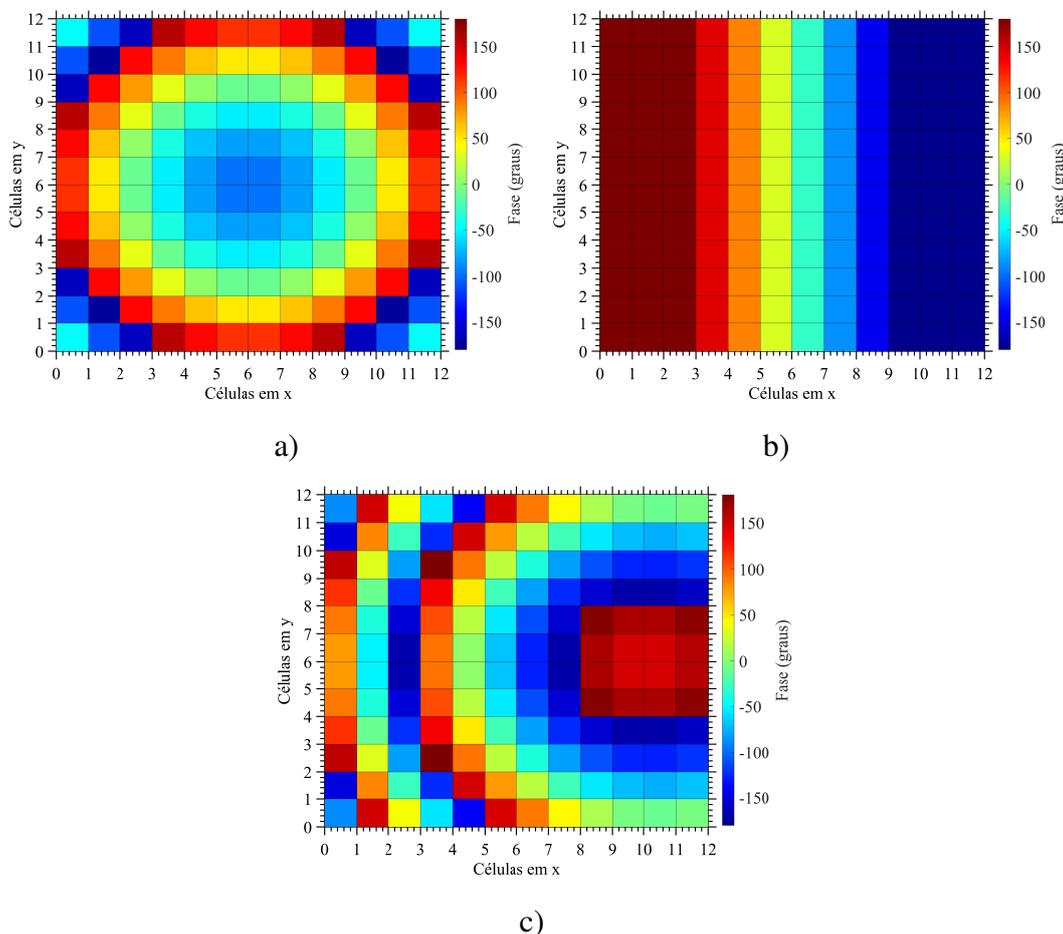
Figura 37 – Diagrama de irradiação para a rede com a relação $F/D = 0,925$. Plano E: $E_\theta(\theta, \phi = 0^\circ)$



Fonte: Autoral.

Observando a Figura 37, percebe-se que o diagrama apresenta, nesse caso, um feixe direcionado para 20° , lóbulos laterais abaixo de $14,7 \text{ dB}$ em relação ao máximo do lóbulo principal e HPBW no plano E de aproximadamente 10° .

Figura 38 – Distribuição de fase para $\theta_b = 20^\circ$ e $\phi_b = 0^\circ$ com $F/D = 0,925$. a) Fase do campo incidente; b) Fase do campo irradiado; c) Fase na abertura.



Fonte: Autoral.

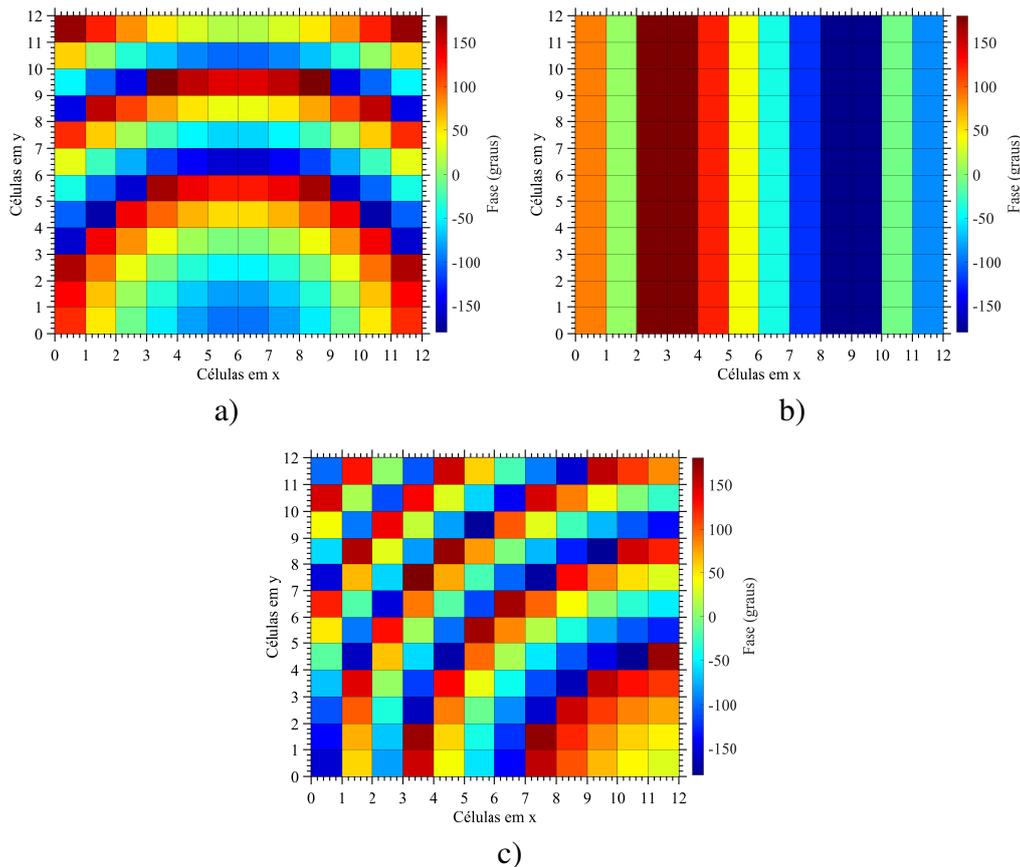
4.2.2 Rede refletora com alimentador *offset*

Para buscar uma solução mais próxima do cenário ilustrado na Figura 20, é realizada a análise de modelos com alimentador *offset*, conforme ilustrado na Figura 30b). Para esse caso, obteve-se o ângulo θ_b de acordo com o valor definido para a relação F/D e iluminação no centro da RA. Nesta seção foram realizadas duas abordagens, a primeira com a curva de fase da Figura 29 a) e a segunda utilizou-se as quatro curvas de fase representadas na Figura 29 b).

Tomando-se como base a melhor F/D para o alimentador axial e feixe inclinado, calculou-se o ângulo de incidência θ_i de $28,78^\circ$ para um feixe do alimentador apontado para o centro da RA. Assim, a direção do feixe desejado foi especificado $\theta_b = 28,78^\circ$ e $\phi_b = 0^\circ$.

As Figuras 39, 40 e 41 demonstram as distribuições de fases, o leiaute dos *patches* e o diagrama de irradiação resultante.

Figura 39 – Distribuição de fase para $\theta_b = 28,78^\circ$ e $\phi_b = 0^\circ$ com $F/D = 0,925$. a) Fase do campo incidente; b) Fase do campo irradiado; c) Fase na abertura.

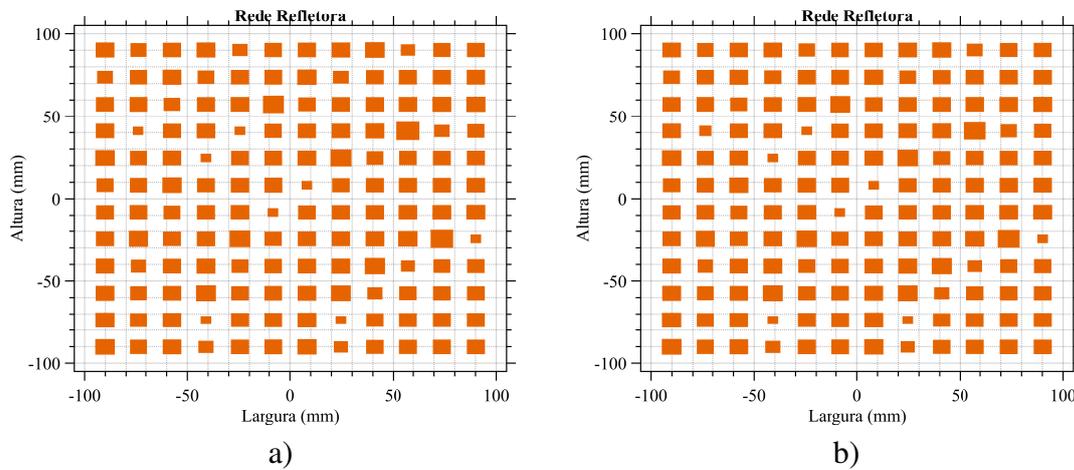


Fonte: Autoral.

Pode-se verificar que os leiautes para ambas as abordagens são praticamente idênticos. Os diagramas da Figura 41 apresentam feixes diretivos para $\theta_b = 28,78^\circ$, $\phi_b = 0^\circ$ e ganhos de 20,33 dBi e 20,42 dBi para as análises com uma e quatro curvas de fase, respectivamente. Além disso, os lóbulos secundários estão 16,05 dB e 16,2 dB abaixo do feixe principal. Para ambos os casos, o plano E tem um HPBW de aproximadamente $11,5^\circ$.

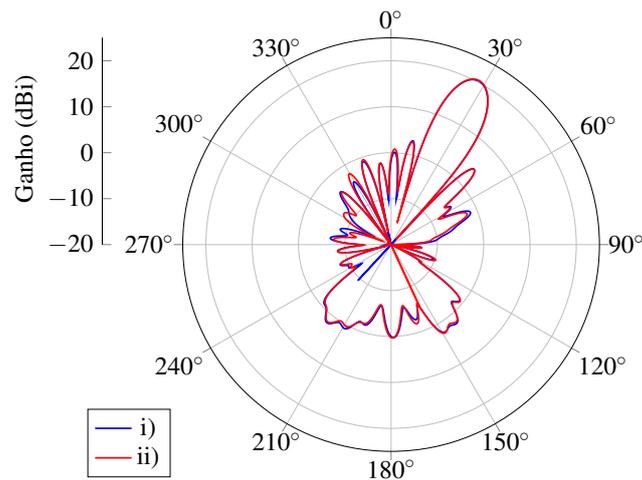
Novas análises foram realizadas alterando-se ϕ_b para 90° . As redes projetadas apresentaram os diagramas de irradiação mostrados na Figura 42, juntamente com os leiautes e as distribuições de fase ilustradas nas Figuras 43 e 44, respectivamente.

Figura 40 – Esquemático da rede refletora 12×12 para $\theta_b = 28,78$ e $F/D = 0,925$. a) Com uma curva; b) Com quatro curvas.



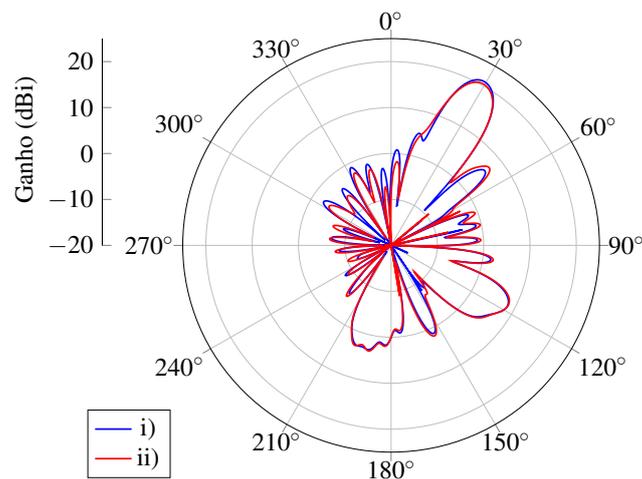
Fonte: Autoral.

Figura 41 – Diagramas de irradiação no plano E: ($\theta, \phi = 0^\circ$). i) Com uma curva de fase; ii) Com quatro curvas de fase.



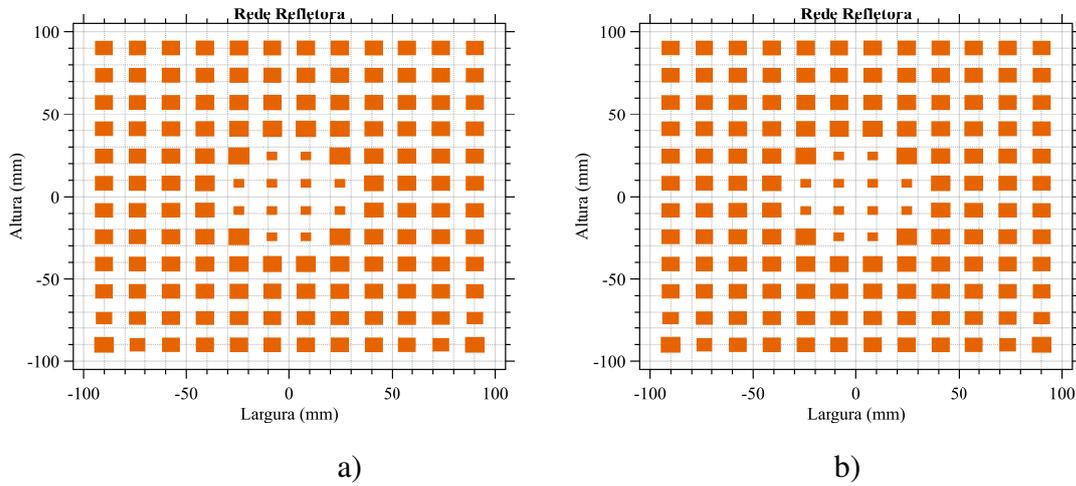
Fonte: Autoral.

Figura 42 – Diagramas de irradiação no plano H: ($\theta, \phi = 90^\circ$). i) Com uma curva de fase; ii) Com quatro curvas de fase.



Fonte: Autoral.

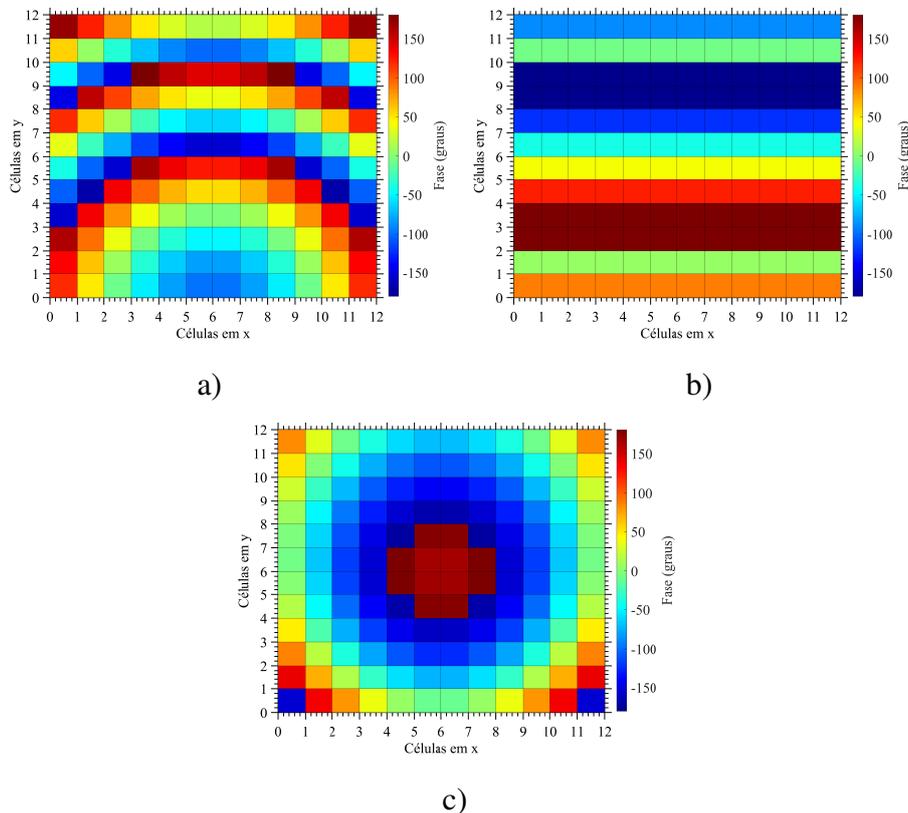
Figura 43 – Leiaute da rede refletora 12×12 para $\theta_b = 28,78^\circ$ e $\phi_b = 90^\circ$. a) Com uma curva de fase; b) Com quatro curvas de fase.



Fonte: Autoral.

Os diagramas da Figura 42 apresentam feixes diretivos para ($\theta_b = 28,78^\circ$, $\phi_b = 90^\circ$) e ganhos de 20,90 dBi e 20,52 dBi para as análises com uma e quatro curvas de fase, respectivamente.

Figura 44 – Distribuição de fase para $\theta_b = 28,78^\circ$ e $\phi_b = 90^\circ$. a) Fase do campo incidente; b) Fase do campo irradiado; c) Fase na abertura.



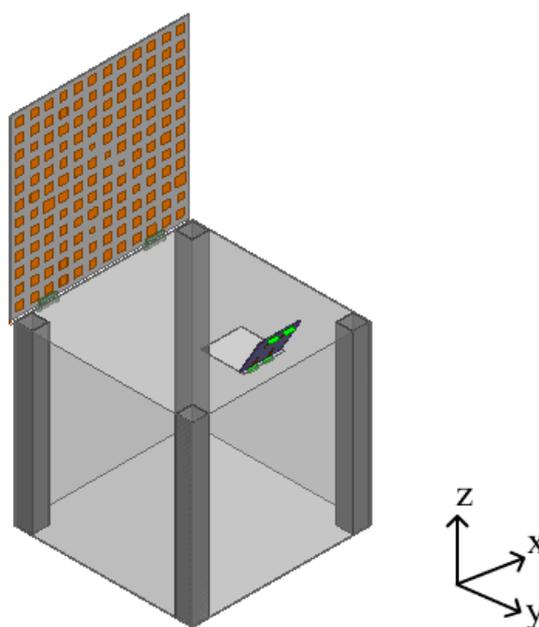
Fonte: Autoral.

Com relação a Figura 42, os lóbulos secundários estão 15 dB abaixo do feixe principal e o Plano H apresenta um HPBW de aproximadamente 12° para ambos os casos. Portanto, pode-se concluir, comparando-se os diagramas contidos nas Figuras 41 e 42, que não há diferença de ganho expressivo em utilizar diferentes curvas de fase. Tal afirmação é válida apenas para elementos impressos quadrados de tamanho variável.

4.3 Análise da rede refletora embarcada no nanossatélite

Nesta seção é apresentada a análise e projeto de uma RA 12×12 com *patches* quadrados de dimensão variada. A estrutura é instalada em um nanossatélite 8U e iluminada pelo alimentador em microfita desenvolvido neste trabalho, conforme visualizada na Figura 45.

Figura 45 – Modelo da rede refletora embarcada no nanossatélite.

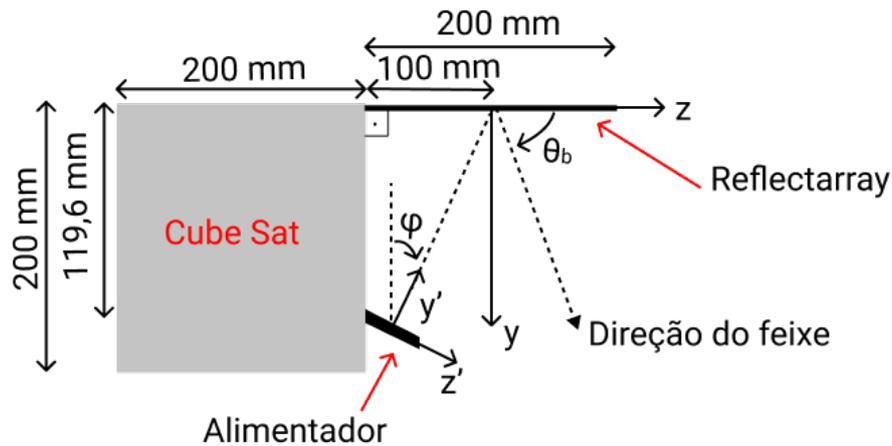


Fonte: Retirado do *software Ansys Electronic*.

A Figura 46 mostra o esquemático detalhado contendo a antena refletora, o alimentador e o *CubeSat*. Para essa análise, utilizou-se uma F/D de 0,875 para satisfazer requisitos estruturais e de instalação. A partir disso, definiu-se o centro de fase e, posteriormente, projetou-se a rede refletora.

Para o projeto do tamanho dos elementos, considerou-se o alimentador com centro de fase nas coordenadas (x', y', z') . Para essa configuração, tem-se que o apontamento do feixe deve ocorrer para $\phi_b = 90^\circ$ e $\theta_b = 65,44^\circ$.

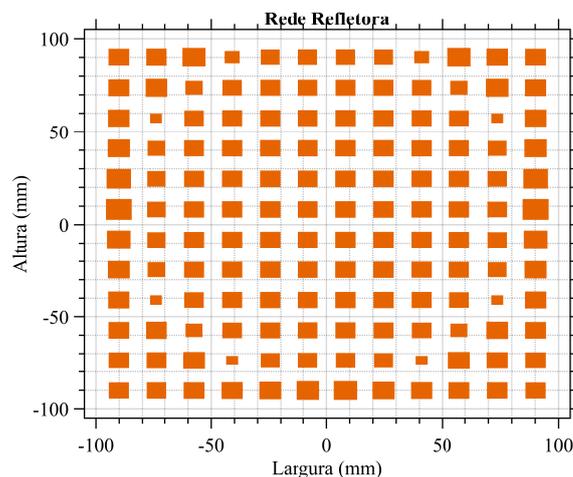
Figura 46 – Esquemático da rede refletora embarcada no nanossatélite.



Fonte: Autoral.

O centro da rede refletora é definido nas coordenadas ($x = 0$ mm, $y = 0$ mm e $z = 0$ mm) e o centro de fase do alimentador em $x' = 0$ mm, $y' = 172,21$ mm e $z' = -78,7$ mm. Para que a intensidade máxima irradiada pelo alimentador incida no centro da RA, a inclinação ϕ deve ser de $24,56^\circ$. Com base nestas posições e na direção do feixe, projetou-se a abertura, obtendo-se o leiaute apresentado na Figura 47.

Figura 47 – Leiaute da rede refletora 12×12 para $\phi_b = 90^\circ$ e $\theta_b = 65,44^\circ$ com $F/D = 0,875$.

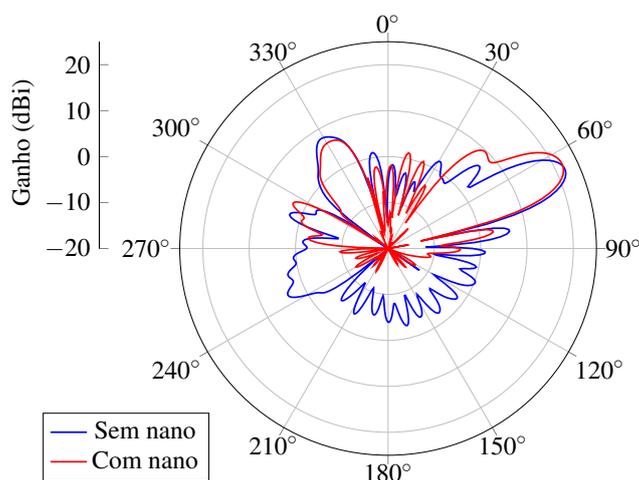


Fonte: Autoral.

Após definido o posicionamento do alimentador, realizou-se duas simulações: i) Sem a estrutura do nanossatélite; ii) Com a estrutura do nanossatélite, de forma a identificar a interferência provocada pelo corpo da estrutura sobre os padrões de irradiação. As simulações foram realizadas utilizando condições absorvedoras do tipo ABC (do inglês, *absorbing boundary condition*).

Na Figura 48 podem ser visualizados os diagramas de irradiação e os ganhos de 21,64 dBi e 21,84 dBi para os casos i) e ii), respectivamente.

Figura 48 – Diagramas de irradiação no plano H: ($\theta, \phi = 90^\circ$).



Fonte: Autoral.

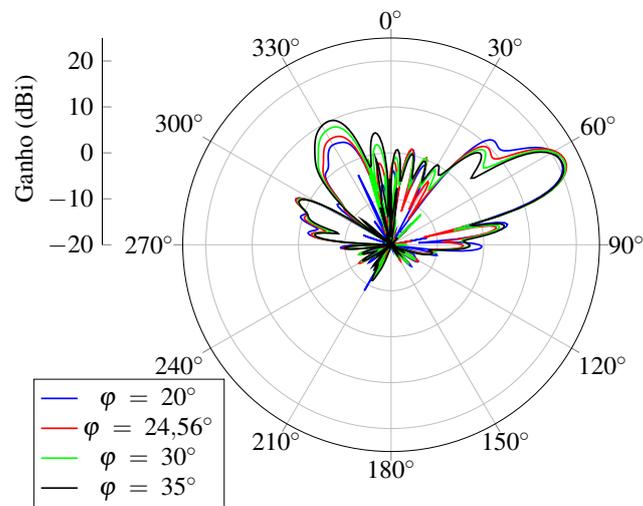
O diagrama de irradiação no plano H para a estrutura sem o nanossatélite apresenta irradiação para θ contido na faixa de $[90^\circ, 270^\circ]$, enquanto que a estrutura metálica do nanossatélite funciona como um refletor na análise da estrutura completa, ocasionando baixa irradiação para a faixa mencionada. Também, constata-se o aumento no nível dos lóbulos secundários e deslocamento da direção do feixe principal devido a reflexão do campo eletromagnético irradiado pelo alimentador no corpo do nanossatélite.

Na Figura 50 é apresentado o diagrama tridimensional do campo elétrico irradiado pela estrutura completa.

Para tentar reduzir os efeitos causados pela reflexão na estrutura, realizou-se uma pequena variação no ângulo de inclinação do alimentador (centro de fase permaneceu o mesmo), dessa forma o alimentador deixa de apontar para o centro da RA. Na Figura 49 são apresentados os diagramas obtidos através do *Ansys Electronics* para às seguintes inclinações (φ): 20° , $24,56^\circ$, 30° e 35° .

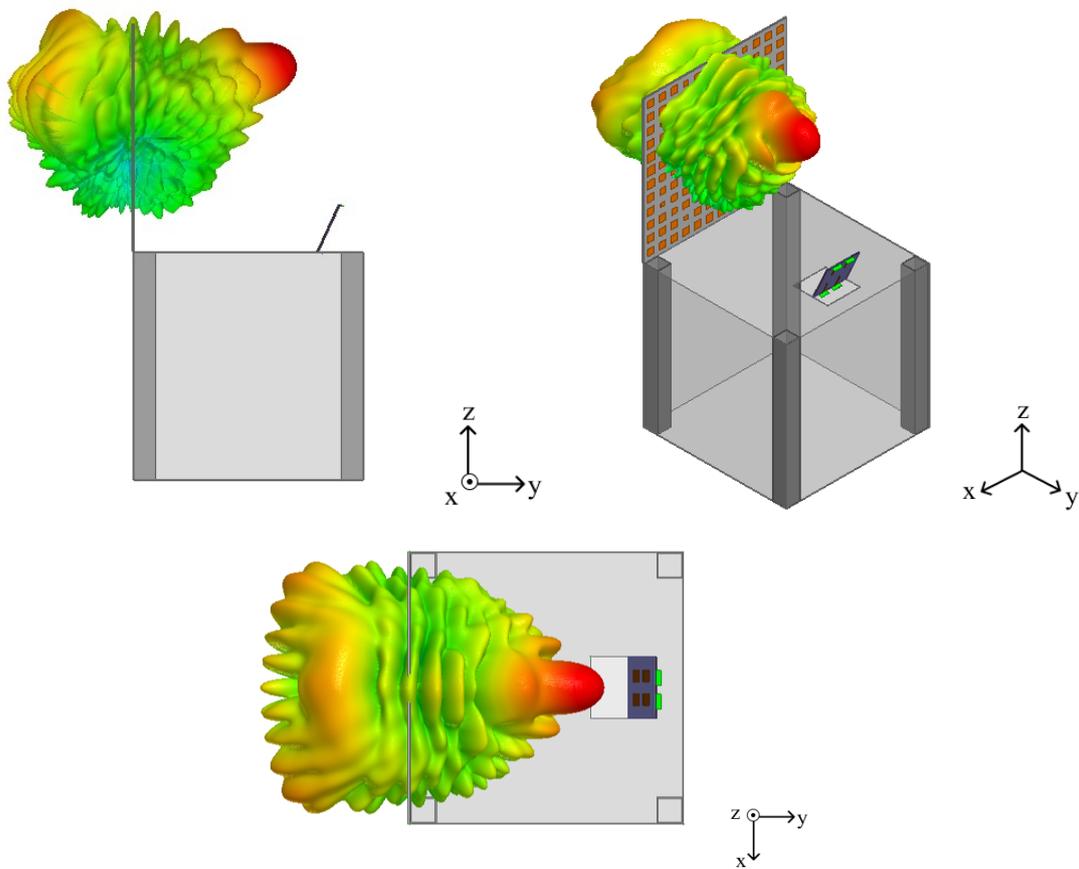
Observando o diagrama da Figura 49, pode-se perceber que o nível de irradiação para $\theta \sim 330^\circ$ aumenta em decorrência do aumento do *spillover*, dada pela maior inclinação do alimentador ($24,56^\circ$ para 35°). Por outro lado, o nível do lóbulo lateral é minimizado, pois a influência do nanossatélite diminui.

Figura 49 – Diagramas de irradiação para o modelo com o nanossatélite no Plano H: ($\theta, \phi = 90^\circ$).



Fonte: Autoral.

Figura 50 – Diagrama de irradiação 3D.



Fonte: Retirada do software *Ansys Electronic*.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho é apresentada a análise e projeto de uma rede refletora para ser embarcada em um nanossatélite *Cubesat* 8U. Devido a aplicação escolhida, a antena deve ser eficiente, apresentar baixo peso, perfil compacto e de fácil conformação sobre o corpo do nanossatélite. Dessa forma, para o projeto da antena utilizou-se a caracterização eletromagnética de uma célula através da abordagem *Floquet*, para extrair as curvas de fase. Com a utilização do *software* de simulação eletromagnética *Ansys Electronics*, foram analisadas redes refletoras projetadas no decorrer do trabalho. Além disso, realizou-se o projeto de uma antena de alimentação composta por uma rede 2×2 em microfita.

Foram realizadas diferentes análises para a rede refletora, variando-se os ângulos de apontamento (θ_b, ϕ_b) de forma a observar e comparar as possíveis variações resultantes devido as mudanças na fase. Realizou-se as análises de redes refletoras com o alimentador axial para apontamento nas direções $(\theta_b = 0^\circ, \phi_b = 0^\circ)$ e $(\theta_b = 0^\circ, \phi_b = 20^\circ)$. No primeiro caso observou-se pequenos lóbulos secundários no diagrama de irradiação e ganho de 22,82 dBi. Já para o segundo caso, além da direção do feixe ser em 20° , houve um aumento dos lóbulos secundário e da irradiação traseira, logo, é apresentado um ganho de 22,48 dBi.

Em seguida alterou-se para um alimentador *offset* e definiu-se o ângulo de apontamento através da relação F/D , além disso, utilizou-se várias curvas de fase no projeto da rede refletora. Assim como o caso anterior, utilizou-se duas abordagens, $(\theta_b = 28,78^\circ, \phi_b = 0^\circ)$ e $(\theta_b = 28,78^\circ, \phi_b = 90^\circ)$, dessa forma, alterando-se a direção do feixe irradiado. Bem como as análises anteriores, foram obtidos diagramas de irradiação diretivos com baixos lóbulos laterais e um ganho na faixa de 20 dBi.

Em uma última abordagem definiu-se o posicionamento do alimentador no centro de fase para realizar a análise do modelo completo embarcado no nanossatélite. Na seção 4.3 são apresentados os diagramas de irradiação para esta condição, os quais apresentam bons resultados em relação a diretividade e eficiência da antena. Pode-se observar nos resultados que os componentes em alumínio interferem nos diagramas causando transbordamentos (*spillover*) indesejáveis, o que pode ser solucionado alterando-se o projeto do alimentador. Por fim, realizou-se uma pequena variação na inclinação da antena de alimentação de forma a observar o impacto no diagrama de irradiação. Percebeu-se nos resultados obtidos que ao aumentar a inclinação do alimentador os lóbulos laterais diminuem, porém, a um aumento do transbordamento traseiro.

Para a frequência de operação de 8,6 GHz esperava-se um ganho de aproximadamente 23 dBi para a rede final, no decorrer do trabalho obteve-se um ganho entre 20 a 23 dBi para as antenas projetadas, um pouco abaixo do valor esperado, entretanto, ao projetar o restante da rede refletora proposta (abas laterais) o ganho deve aumentar consideravelmente de forma a contemplar o valor esperado.

Neste documento foi apresentado o projeto da aba central da rede refletora, como uma próxima etapa do trabalho destaca-se o projeto das demais abas articuladas. Para realizar esse projeto é necessário modificar o alimentador aumentando o número de elementos deixando a antena mais diretiva de forma a iluminar toda rede refletora.

Sugere-se como trabalhos futuros:

- Refinar o valor da relação da distância do alimentador até a antena refletora e o tamanho da rede (F/D) de forma a melhorar a eficiência de abertura e consequentemente o ganho da antena.
- Construção do projeto de forma a validar os resultados obtidos e apresentados neste trabalho.

REFERÊNCIAS

- AL-NUAIMI, M. K. T.; HONG, W. Discrete dielectric reflectarray and lens for e-band with different feed. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, v. 13, p. 947–950, 2014.
- ANATEL. Plano de atribuição, destinação e distribuição de frequências no brasil. 2017.
- BALANIS, C. **Teoria de Antena: Análise e Síntese**. [S.l.]: Ed., Rio de Janeiro, LTC, 2009.
- BALANIS, C. A. **Antenna theory: analysis and design**. [S.l.]: John wiley & sons, 2015.
- BERNARD, V.; ILOH, J. P. I. Microstrip antenna design using transmission line model. **International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering**, Citeseer, v. 3, n. 11, 2013.
- BERRY, D.; MALECH, R.; KENNEDY, W. The reflectarray antenna. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, IEEE, v. 11, n. 6, p. 645–651, 1963.
- CARRARA, V. et al. Attitude determination, control and operating modes for conasat cubesats. In: **24th International Symposium on Space Flight Dynamics (ISSFD)**, Laurel, Maryland. [S.l.: s.n.], 2014.
- CARVALHO, K. Q. e Samaherni Dias e José Duarte e M. Uma solução para o sistema brasileiro de coleta de dados ambientais baseada em nanosatÉlites. **HOLOS**, v. 7, n. 0, 2018. ISSN 1807-1600. Disponível em: <<http://www2.ifrn.edu.br/ojs/index.php/HOLOS/article/view/6307>>.
- CARVALHO M. J. M.; LIMA, J. S. S. J. L. S. A. P. S. Conasat - constelação de nano satélites para coleta de dados ambientais. **Simpório Brasileiro de Sensoriamento Remoto**, 2013.
- CHAHAT, N. et al. Cubesat deployable ka-band mesh reflector antenna development for earth science missions. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, IEEE, v. 64, n. 6, 2016.
- CORPORATION, R. Ro4000® series high frequency circuit materials. 2018.
- FACCO, R. Projeto e análise de antenas em fenda operando em uhf para nanosatélites. Universidade Federal do Pampa, 2019.
- FARIAS, R. L.; PEIXEIRO, C.; HECKLER, M. V. Circularly polarized 2 × 2 microstrip antenna array for application as a reflectarray feed. **Microwave and Optical Technology Letters**, Wiley Online Library, v. 61, n. 2, p. 330–336, 2019.
- FERREIRA, F. G. Projeto e construção de uma rede de antenas em banda s para nanosatélites. Universidade Federal do Pampa, 2016.
- HODGES, R. E. et al. A deployable high-gain antenna bound for mars: Developing a new folded-panel reflectarray for the first cubesat mission to mars. **IEEE Antennas and Propagation Magazine**, IEEE, v. 59, n. 2, 2017.

HODGES, R. E. et al. Novel deployable reflectarray antennas for cubesat communications. In: IEEE. **2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium**. [S.l.], 2015.

HUANG, H.-F.; LI, S.-N. High-efficiency planar reflectarray with small-size for oam generation at microwave range. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, IEEE, v. 18, n. 3, p. 432–436, 2019.

HUANG, J.; ENCINAR, J. A. **Reflectarray Antennas**. [S.l.]: IEEE Press; Wiley-Interscience, 2008.

HUANG, J.; POGORZELSKI, R. J. A ka-band microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles. **IEEE transactions on antennas and propagation**, IEEE, v. 46, n. 5, 1998.

IEEE, I. S. A. Ieee standard for definitions of terms for antennas. *ieee std 145-2013* (revision of *ieee std 145-1993*), p. 1-50. 2014.

INPE - MINISTÉRIO DA CIÊNCIA, TECNOLOGIA E INOVAÇÕES. Disponível em: <http://www.inpe.br/amazonia1/sobre_satelite/estagio_atual.php>. Acesso em: 26 abril 2021.

ISMAIL, M. Y.; SHUKRI, M. Study of phasing distribution characteristics of reflectarray antenna using different resonant elements. **International Journal of Integrated Engineering**, v. 1, n. 3, 2009.

JAVOR, R. D.; WU, X.-D.; CHANG, K. Beam steering of a microstrip flat reflectarray antenna. In: IEEE. **Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium and URSI National Radio Science Meeting**. [S.l.], 1994. v. 2, p. 956–959.

LEE, S. R. et al. Circularly polarized elliptical microstrip patch reflectarray. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 65, n. 8, p. 4322–4327, 2017.

LIMA, J.; JOTHA, L.; BIONDI, R. Constelaç ao de nano satélites para coleta de dados ambientais: Documento de descriç ao da missao. **Centro Regional do Nordeste-Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (CRN/INPE), Natal-RN**, 2011.

MALAGISI, C. Microstrip disc element reflect array. *ieee*, p. 186–192, 1978.

MISRAN, N.; CAHILL, R.; FUSCO, V. Concentric split ring element for dual frequency reflectarray antennas. **Electronics Letters**, The Institution of Engineering & Technology, v. 39, n. 25, p. 1, 2003.

MOHARRAM, M. A.; KISHK, A. A. Optimum feeds for reflectarray antenna: synthesis and design. **IEEE transactions on antennas and propagation**, IEEE, v. 64, n. 2, p. 469–483, 2015.

NAYERI, P.; YANG, F.; ELSHERBENI, A. Z. **Reflectarray Antennas: Theory, Designs and Applications**. [S.l.]: Wiley Online Library, 2018.

NGUYEN, B. et al. Reflectarray element using cut-ring patch coupled to delay line. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, IEEE, v. 14, p. 571–574, 2014.

POZAR, D.; METZLER, T. Analysis of a reflectarray antenna using microstrip patches of variable size. **Electronics Letters**, IET, v. 29, n. 8, p. 657–658, 1993.

POZAR, D.; TARGONSKI, S.; POKULS, R. A shaped-beam microstrip patch reflectarray. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, IEEE, v. 47, n. 7, 1999.

PUIG-SUARI, J.; TURNER, C.; TWIGGS, R. Cubesat: the development and launch support infrastructure for eighteen different satellite customers on one launch. 2001.

RAJAGOPALAN, H.; XU, S.; RAHMAT-SAMII, Y. On understanding the radiation mechanism of reflectarray antennas: An insightful and illustrative approach. **IEEE Antennas and Propagation Magazine**, v. 54, n. 5, p. 14–38, 2012.

SHAKER, J.; CHAHARMIR, M. R.; ETHIER, J. **Reflectarray Antennas: Analysis, design, fabrication, and measurement**. [S.l.]: Artech House, 2013.

SOUZA, E. A. M. d. Antenas compactas e miniaturizadas para sistemas de comunicações sem fio e nanosatélites do padrão cubesat. Brasil, 2018.

TARGONSKI, S.; POZAR, D. Analysis and design of a microstrip reflectarray using patches of variable size. In: **Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium and URSI National Radio Science Meeting**. [S.l.: s.n.], 1994. v. 3, p. 1820–1823 vol.3.

UMAR, R. et al. Radio frequency interference: The study of rain effect on radio signal attenuation. **Malaysian Journal of Analytical Sciences**, v. 19, n. 5, p. 1093–1098, 2015.

VIEIRA, J. M. Análise eletromagnética do desempenho de antenas instaladas em nanosatélites. Universidade Federal do Pampa, 2016.

YOON, J. H. et al. Broadband microstrip reflectarray with five parallel dipole elements. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, IEEE, v. 14, p. 1109–1112, 2015.

YOSHIMOTO, E. Projeto e otimização de redes de antenas em banda s embarcadas em nanosatélites. Universidade Federal do Pampa, 2019.