

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA

RODRIGO FACCO

Projeto e Análise de Antenas em Fenda Operando em UHF para
Nanossatélites

Alegrete

2019

RODRIGO FACCO

**Projeto e Análise de Antenas em Fenda Operando em UHF para
Nanossatélites**

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

Orientador: Prof. Dr. Marcos V. T. Heckler

Alegrete
2019

RODRIGO FACCO

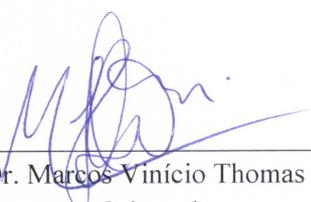
PROJETO E ANÁLISE DE ANTENAS EM FENDA OPERANDO EM UHF PARA NANOSSATÉLITES

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.

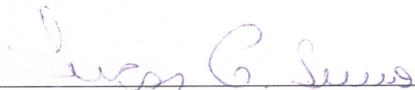
Área de Concentração: Radiofrequência

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado em: 29 de novembro de 2019.

Banca examinadora:



Prof. Dr. Marcos Vinício Thomas Heckler
Orientador



Prof. Dr. Lucas Compassi Severo
UNIPAMPA



Prof. Me. Lucas Santos Pereira
UNIPAMPA

*“A vida é 10 % o que acontece com você
e 90 % como você reage a isso.
(Charles Swindoll)*

RESUMO

O presente trabalho apresenta um estudo para desenvolvimento de antenas para nanossatélites. O cenário considerado para este estudo é o Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais (SBCDA), mantido pelo Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE). O sistema de transmissão de dados opera com enlace de subida em UHF (do inglês, *ultra-high frequency*) e com enlace de descida em Banda S (2,26 GHz). O trabalho inicia-se com uma revisão bibliográfica abrangendo antenas para nanossatélites, antenas em fenda e técnicas para miniaturização de antenas. Dentre as referências analisadas, a geometria escolhida para o estudo foi a de fenda impressa. Inicialmente, uma fenda com dimensão de um quarto do comprimento de onda guiado foi analisada. Tal estrutura apresentou diagrama de irradiação bidirecional, o que não é desejado na aplicação em questão. Para contornar esta limitação, essa antena foi instalada em abas articuláveis no nanossatélite e elementos refletores foram adicionados, resultando em um diagrama unidirecional. A polarização circular foi obtida com a instalação de 4 antenas em fenda, rotacionadas sequencialmente de 90° , de modo a formarem uma rede planar. A segunda estrutura analisada foi a antena em fenda com a aplicação de uma técnica de miniaturização por carregamento reativo. O objetivo dessa etapa foi a compactação da estrutura por meio da redução da área utilizada pelo elemento irradiante. Para isso, um estudo de diferentes topologias de antenas utilizando essa técnica foi desenvolvido, considerando-se diferentes dimensões e disposições do desbaste no plano de terra. Os resultados foram avaliados em função da massa, banda operacional, ganho e relação frente-costa. Na etapa seguinte, foi realizada a construção de um protótipo para a validação experimental dos resultados simulados. Para isso, foi escolhido um dos modelos de antena compacta, o qual apresentou os melhores resultados operacionais. Inicialmente, construiu-se um modelo de engenharia de um nanossatélite 8U. Em seguida, um elemento simples foi prototipado e a concordância de seus resultados medidos com as simulações computacionais foi avaliada. Finalmente, um elemento da rede de antenas simulada foi prototipado e instalado na maquete de nanossatélite, com o qual objetivou-se atestar a validade das simulações do conjunto formado pela antena e o nanossatélite.

Palavras-chave: Antenas impressas. Rede de Antenas. Antena em fenda. Nanossatélite. Telecomunicações.

ABSTRACT

This work describes a study of antennas for nano-satellites. The scenario considered for this study is the Brazilian Environmental Data Acquisition System (SBCDA), maintained by the National Institute for Space Research (INPE). The uplink of the data transmission system operates in UHF (ultra-high frequency) and the downlink in S-Band (2.26 GHz). The work begins with a literature review about antenna topologies suitable for installation onto nano-satellites. Furthermore, slot antennas and techniques for antenna miniaturization have been considered. Initially, a quarter-wavelength slot was analyzed. Such a structure presents bidirectional radiation pattern, which is not suitable in the targeted application. To overcome this limitation, the antenna has been installed onto articulable flaps along with reflector elements in the back, thereby resulting in an unidirectional pattern. Circular polarization was obtained by installing 4 antennas sequentially rotated by 90° , so as to compose a planar array. The second analyzed structure was a slot antenna with the application of reactive loading. The main goal was to achieve miniaturization, hence reducing the antenna area. For this purpose, an investigation on different reactive loading topologies has been carried out. The overall performance has been evaluated based on mass, operational band, gain and front-to-back ratio. Finally, a prototype was fabricated for the experimental validation of the simulated results. One of the compact antenna models was chosen, which presented the best operational results. Initially, an 8U nano-satellite engineering model was built. Then a single element was prototyped and measured. Finally, an element of the simulated antenna array was prototyped and installed onto the nano-satellite model, in order to validate the simulations.

Keywords: Printed antennas. Antenna arrays. Slot antennas. Nano-satellite. Telecommunications.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Cenário de operação do sistema meteorológico.	22
Figura 2 – Diagrama em blocos do transceptor.	23
Figura 3 – Modelo esquemático de uma antena em fenda simples.	24
Figura 4 – Técnicas para redução da impedância de acoplamento por meio do (a) uso de um toco em série, (b) inclinação da fenda por um ângulo θ e (c) deslocamento da linha de alimentação por uma distância d	25
Figura 5 – Técnicas para obter irradiação unidirecional através do uso de uma (a) cavidade ressonante e (b) <i>patches</i> refletores.	26
Figura 6 – Rede Linear	28
Figura 7 – Rede Planar	29
Figura 8 – Ilustração de sinais com polarização (a) linear, (b) circular e (c) elíptica.	30
Figura 9 – PLF para uma antena (azul) e uma onda incidente (vermelho) com as polarizações (a) alinhadas, (b) parcialmente alinhadas por um ângulo ψ_p e (c) ortogonais.	32
Figura 10 – Disposição dos elementos para obtenção de polarização circular por rotação sequencial e defasagem progressiva.	32
Figura 11 – Modelo ilustrativo de um <i>CubeSat</i> 8U.	34
Figura 12 – Estudo da influência da largura da fenda W em sua banda operacional.	35
Figura 13 – Geometria da antena em fenda simples.	37
Figura 14 – (a) Coeficiente de reflexão e (b) ganho da antena em fenda simples.	38
Figura 15 – Estudo da influência de B , em relação à impedância, na operação da antena.	38
Figura 16 – Rede de antenas em fenda 2 x 2. A seta indica a direção da terra.	39
Figura 17 – (a) Parâmetros S e (b) diagrama de irradiação no plano $\phi = 0^\circ$ da rede de antenas em fenda.	40
Figura 18 – Diagrama esquemático de uma antena em fenda com o refletor instalado paralelo às linhas do campo elétrico.	40
Figura 19 – Redes de antenas em fenda 2 x 2 com fitas refletoras instaladas.	41
Figura 20 – Diagrama de irradiação para diversos valores de L_{fenda}	41
Figura 21 – Comparação entre os resultados em relação aos (a) parâmetros S e (b) diagrama de irradiação no plano $\phi = 0^\circ$, entre a rede de antenas com e sem refletores instalados.	42
Figura 22 – Redes de antenas em fenda 2 x 2 com ângulo de inclinação $\theta = 45^\circ$	43
Figura 23 – Diagrama de irradiação para diversos valores de L_{fenda}	43
Figura 24 – (a) Parâmetros S e (b) diagrama de irradiação no plano $\phi = 0^\circ$ da rede de antenas em fenda inclinada.	44
Figura 25 – Rede de antenas em fenda 2 x 2 com refletores e substrato reduzido.	45

Figura 26 – (a) Parâmetros S e (b) diagrama de irradiação no plano $\phi = 0^\circ$ da rede de antenas em fenda inclinada com substrato reduzido.	45
Figura 27 – Distribuição da densidade de corrente magnética normalizada em uma fenda, onde a curva preta representa um desbaste de comprimento $\lambda_g/2$ e, em vermelho, à resposta a uma redução arbitrária de sua dimensão com o uso do carregamento reativo.	47
Figura 28 – Modelo em linha de transmissão de uma antena em fenda para (a) um comprimento de $\lambda_g/2$, (b) com uma terminação e (c) duas terminações indutivas em série para L_{fenda} arbitrário.	48
Figura 29 – Antenas em fenda com carregamento reativo: (a) simples sem inclinação (geometria 1) e (b) inclinada em 45° (geometria 2); (c) utilizando uma espiral de Arquimedes (geometria 3); considerando a disposição de L_2 extrapolando a extensão de L_{fenda} (d) sem inclinação (geometria 4) e (e) inclinada em 45° (geometria 5); (f) utilizando uma espiral retangular (geometria 6).	49
Figura 30 – Rede de antenas miniaturizadas instaladas no nanossatélite com adição de parafusos para fixação das antenas nas abas.	51
Figura 31 – (a) Parâmetros S e (b) diagrama de irradiação da rede de antenas miniaturizadas e instaladas no nanossatélite com adição de parafusos para fixação.	51
Figura 32 – Base estrutural do nanossatélite. (a) Esquadro inicial e (b) chassi cúbico.	53
Figura 33 – (a) Chapas de latão e (b) estrutura cúbica coberta.	53
Figura 34 – Nanossatélite 8U finalizado. (a) Vista inferior sem as abas e (b) superior, completa.	54
Figura 35 – Protótipo de um elemento simples em vista (a) superior e (b) inferior. .	55
Figura 36 – Protótipo instalado em um plano metálico em vista (a) superior e (b) inferior.	55
Figura 37 – Coeficiente de reflexão medido do protótipo de um elemento simples com miniaturização por carregamento reativo.	56
Figura 38 – Estudo paramétrico do aumento da dimensão da fenda em um valor d .	57
Figura 39 – Estudo paramétrico para os valores da constante dielétrica do substrato utilizado (Taconic CER-10).	58
Figura 40 – (a) Antena miniaturizada com carga reativa e (b) resultados de um estudo paramétrico para o deslocamento do elemento irradiante em uma dimensão D	58
Figura 41 – Protótipo de um elemento simples com vista para os parafusos de fixação.	59
Figura 42 – Coeficiente de reflexão medido do protótipo da antena em fenda com carregamento reativo considerando as correções na constante dielétrica e no processo de fresagem.	60

Figura 43 – Elemento de uma rede 2 x 2 integrado ao nanossatélite. Vista em perspectiva (a) isométrica e (b) superior.	61
Figura 44 – <i>Setup</i> de medidas para extração do coeficiente de reflexão.	61
Figura 45 – Coeficiente de reflexão medido e simulado para um elemento de uma rede instalado no nanossatélite.	62
Figura 46 – (a) Nanossatélite 8U com uma antena instalada e (b) comparação do coeficiente de reflexão para a alteração dos materiais utilizados.	63
Figura 47 – (a) Vista inferior do nanossatélite (b) coeficiente de reflexão para o estudo paramétrico de d_R	63
Figura 48 – (a) Vista de perspectiva isométrica do espaçamento entre a aba e o nanossatélite e (b) coeficiente de reflexão para o estudo paramétrico de d_a	64
Figura 49 – (a) Vista de perspectiva isométrica da inclinação dos refletores e (b) coeficiente de reflexão para o estudo paramétrico de β	65
Figura 50 – Estudo paramétrico para os valores da constante dielétrica do substrato Taconic CER-10.	65
Figura 51 – Estudo paramétrico da dimensão do carregamento reativo L_2	66
Figura 52 – Protótipo da antena miniaturizada com carregamento reativo reduzido.	66
Figura 53 – Resultados do coeficiente de reflexão medido e simulado de uma antena com carregamento reativo instalada no nanossatélite.	67
Figura 54 – Modelo final da antena em fenda miniaturizada instalada na maquete do nanossatélite.	67

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Frequências de operação para os <i>links</i> de comunicação.	23
Tabela 2 – Relação entre a largura da fenda W e a banda operacional.	36
Tabela 3 – Parâmetros construtivos da antena em fenda simples.	37
Tabela 4 – Dimensões físicas das antenas mostradas na Figura 29.	49
Tabela 5 – Comparação dos resultados para as geometrias de antenas propostas e instaladas no nanossatélite em rede 2 x 2.	50

SUMÁRIO

1	Introdução	17
1.1	Metodologia	18
1.2	Contribuição do Trabalho	19
1.3	Organização do Trabalho	19
2	Revisão Bibliográfica	21
2.1	Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais	21
2.1.1	Sistemas de Comunicação do SBCDA	22
2.2	Antenas em Fenda	24
2.3	Revisão do Estado da Arte de Antenas em Fenda	26
2.4	Teoria de Redes de Antenas	27
2.4.1	Rede de Antenas Linear	27
2.4.2	Rede de Antenas Planar	28
2.5	Polarização de Ondas Eletromagnéticas	29
2.5.1	Fator de Perda de Polarização	31
2.5.2	Obtenção de Polarização Circular por Rotação Sequencial de Elementos	31
3	Antenas em Fenda	34
3.1	Desenvolvimento de uma Rede de Antenas em Fenda Simples	34
3.1.1	Requisitos e Cálculos de Projeto	34
3.1.2	Projeto de um Elemento Isolado	36
3.1.3	Rede de Antenas Instaladas no Nanossatélite	38
3.1.4	Rede de Antenas em Fenda Simples com Refletores	39
3.1.5	Rede de Antenas em Fenda Inclinada com Refletores	42
3.2	Rede de Antenas com Substrato Reduzido	44
4	Antenas em Fenda Miniaturizada	46
4.1	Miniaturização por Carregamento Reativo	46
4.2	Análise de Geometrias com Diversos Modelos de Cargas Reativas	48
5	Resultados Experimentais	52
5.1	Construção da Maquete de Nanossatélite	52
5.2	Protótipo de um Elemento Simples	54
5.3	Validação do Protótipo de um Elemento Simples	55
5.4	Protótipo de um Elemento da Rede e Integração ao Nanossatélite	59
5.5	Validação dos Resultados de um Elemento Integrado ao Nanossatélite	60
6	Considerações Finais	68
	Referências	69

1 INTRODUÇÃO

O Programa *CubeSat* surgiu da comunidade universitária em 1999 e se tornou um nicho de mercado para o lançamento de pequenos satélites. Protagonizado pelo Laboratório de Tecnologia Espacial Multidisciplinar da Universidade Estadual Politécnica da Califórnia (do inglês, *Multidisciplinary Space Technology Laboratory at California State Polytechnic University* - MSTL CSPU) e o Laboratório de Desenvolvimento de Sistemas Espaciais de Stanford (do inglês, *Stanford Space Systems Development Laboratory* - SSDL), o objetivo inicial era proporcionar aos estudantes experiência no campo de projetos espaciais. A primeira etapa do programa foi desenvolver um padrão que pudesse fornecer requisitos básicos para os desenvolvedores, vindo, futuramente, a se tornar um padrão para pequenos satélites, inicialmente nas universidades e, atualmente, para instituições governamentais e empresas privadas [1].

Um dos grandes benefícios resultantes do Projeto *CubeSat* foi a viabilização de pequenas missões espaciais. A flexibilidade de pequenos projetos permite avanços mais rápidos em áreas específicas de estudo, em contraste com as longas missões em que se realiza a construção de estruturas grandes e complexas. Além disso, os custos reduzidos possibilitam que um grande número de pesquisadores atuem em projetos espaciais, colaborando, vertiginosamente, com a comunidade científica por meio do compartilhamento de experiências e novas tecnologias desenvolvidas. Tal fato acelera ainda mais o processo de evolução na área [2].

O uso de nanosatélites em missões espaciais apresenta vantagens especialmente relacionadas aos custos, dentre os quais pode-se citar o baixo peso, o qual está diretamente relacionado com os gastos de lançamento, simplicidade de sistemas físicos direcionados a aplicações específicas, recursos humanos restritos à aplicação, dentre outros. Além disso, o uso desses dispositivos fornece uma variável a mais quanto à eficiência de aplicação através do uso de constelações formadas por sistemas simples. Por ser uma alternativa de baixo custo, uma gama de aplicações se tornam viáveis, como o uso militar, fornecendo recursos valiosos para um país, exploração espacial para fins científicos, através do imageamento e monitoramento sistemático de astros, missões operacionais para desenvolvimento de novas tecnologias, ou aprimoramento das já existentes, e para fins comerciais.

São vários os desafios de projeto relacionados a pequenos satélites, uma vez que é necessário realizar a implementação dos diversos sistemas que farão o satélite operar utilizando um espaço limitado comparado aos satélites de maior porte. Para aplicações que utilizam a faixa de UHF nos enlaces de comunicações, as dimensões das antenas tendem a ser um fator importante em nanosatélites devido ao tamanho dessas estruturas serem diretamente proporcionais ao comprimento de onda. Uma alternativa é o uso de antenas impressas, uma vez que possibilitam a redução do comprimento de onda guiado

por meio do uso de dielétricos com elevadas constantes dielétricas, reduzindo, diretamente, a dimensão do elemento. Além disso, técnicas de miniaturização podem ser usadas nesses dispositivos oferecendo uma variável adicional de projeto.

As antenas em fenda representam uma alternativa para a aplicação em questão, apresentando, como principais vantagens, uma elevada largura de banda em relação às antenas *patches*, baixo perfil, baixo peso e facilidade de conformação à superfícies [3]. Uma característica inerente é a irradiação bidirecional, a qual pode se tornar um empecilho em aplicações onde se deseja um apontamento unidirecional da energia irradiada. Dessa forma, este trabalho irá apresentar o desenvolvimento de um sistema de antenas em fenda, utilizando uma técnica de miniaturização e elementos refletores para operar no enlace de subida de um nanossatélite, sendo o maior desafio: projetar uma antena que opere em UHF, especificamente na frequência de 401 MHz, em uma área limitada em $20 \times 20 \text{ cm}^2$, com maior largura de banda e baixo perfil em relação às antenas *patches*.

1.1 Metodologia

O desenvolvimento do projeto teve início com uma extensa pesquisa bibliográfica relacionada aos nanossatélites e antenas em fenda. Após o levantamento de dados e estudos iniciais, foram realizadas avaliações relacionadas à aplicabilidade prática da integração do conjunto e desenvolvimento, por meio de simulações e prototipação, de uma antena em fenda aplicada a um nanossatélite. Aspectos relacionados à geometria física e comportamento elétrico dessa estrutura demonstraram boas características operacionais. Como qualidade intrínseca, as antenas em fenda têm irradiação bidirecional, situação oposta à desejada, uma vez que se tem interesse em manter a irradiação de toda a energia idealmente entre o satélite e a terra. Como solução, um estudo sobre redução de irradiação traseira em antenas foi realizado. Para fins de redução do comprimento das fendas, um segundo estudo, referente a técnicas de miniaturização, foi desenvolvido.

Uma vez definida a geometria para o elemento irradiante, seu comportamento aplicado aos objetivos do projeto foi verificado por meio de simulações eletromagnéticas utilizando o *software* Ansys HFSS. Por meio das análises, foi possível verificar o comportamento efetivo do conjunto formado pela antena e a estrutura do nanossatélite, realizar estudos diversos relacionados à orientação, posição e ao dimensionamento das partes que compõem o elemento irradiante.

Por fim, após os estudos e as simulações, a estrutura física do nanossatélite e uma antena miniaturizada com carregamento reativo foram prototipadas. O processo de prototipação teve como primeira etapa o desenvolvimento de um elemento simples para testes iniciais, onde foram realizadas análises dos resultados práticos e avaliadas correções relacionadas à operação do dispositivo. Em uma segunda etapa, o projeto de um elemento individual que compõe a rede de antenas foi prototipado e integrado ao modelo de nanossatélite construído. Finalmente, após ajustes e correções, os resultados medidos

foram comparados com os obtidos através das simulações eletromagnéticas, validando, experimentalmente, os estudos realizados.

1.2 Contribuição do Trabalho

As atividades desenvolvidas foram pautadas pela busca de uma estrutura eficiente, com massa reduzida e compacta, de forma a buscar uma geometria de antena otimizada com capacidade para operar no enlace de subida do SBCDA. Para isso, foram utilizados como referências operacionais a relação frente-costas (RFC), banda operacional e massa das antenas, do estudo proposto pelos autores de [4]. Portanto, como contribuição, este trabalho apresenta o estudo e análises do comportamento eletromagnético, além da construção e validação de um protótipo de uma rede de antenas em fenda a ser utilizada na recepção de dados em um nanossatélite como alternativa ao estudo citado.

Os resultados da pesquisa desenvolvida puderam entregar contribuições para o avanço da ciência e tecnologia do país, especialmente nas áreas espacial e de micro-ondas, sendo elas: publicação de um trabalho no 18º SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-Ondas e Optoeletrônica e 13º CBMAG - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (MOMAG 2018) [5], um segundo no 10º Salão Internacional de Ensino, Pesquisa e Extensão (SIEPE) [6], um outro no II Congresso Aeroespacial Brasileiro (Brazilian Aerospace Conference) (II CAB) [7] e por fim, um artigo no XXXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais [8].

1.3 Organização do Trabalho

No capítulo 2, é apresentada uma revisão bibliográfica, na qual se aborda o programa CONASAT, os conceitos básicos de antenas em fenda, como métodos técnicos para a redução da impedância vista pela linha de alimentação, técnicas para a redução da irradiação traseira e uma revisão do estado da arte sobre antenas em fenda. Além disso, também são abordadas a teoria de redes de antenas e uma revisão sobre a polarização de ondas eletromagnéticas, com foco especial em polarização circular obtida a partir da rotação sequencial dos elementos.

O capítulo 3 apresenta o desenvolvimento de uma série de estudos relacionados as antenas em fenda. Inicialmente são descritos os procedimentos para a realização dos cálculos de uma fenda irradiante. Em seguida, é desenvolvido o projeto de um elemento simples, no qual se avaliam os resultados e faz-se um estudo de algumas variáveis dimensionais da estrutura. Posteriormente, foi realizado o estudo, além das fendas simples, da disposição do desbaste com inclinação de 45° , para os quais foram projetadas redes de antenas em fenda. O uso de refletores para o apontamento da energia de forma unidirecional foi avaliado, bem como a redução de parte do substrato como forma de redução da massa a ser embarcada no nanossatélite.

No capítulo 4, uma técnica para a miniaturização das antenas por meio do uso de carregamentos reativos é apresentada. Além disso, foram realizadas análises de diversas propostas para os elementos irradiantes, bem como dos resultados apresentados por estes. Com isso, foi escolhida uma geometria com propriedades operacionais capazes de atender à necessidade da proposta direcionada ao CONASAT.

No capítulo 5, é apresentada a construção de um modelo de engenharia de um nanossatélite com dimensão 8U (aproximadamente $20 \times 20 \times 20 \text{ cm}^3$). Em seguida, um protótipo de elemento simples com carregamento reativo é construído e seus resultados avaliados. Além disso, foi realizado um estudo sobre as possibilidades de eventos que ocasionaram disparidades entre a antena simulada e prototipada. Na etapa seguinte, um elemento da rede de antenas em fenda com carregamento reativo foi prototipado, integrado ao nanossatélite e seus resultados simulados foram validados por meio de uma comparação com os medidos no experimento.

Por fim, no capítulo 6 são apresentadas as conclusões e considerações finais sobre as atividades desenvolvidas.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais

O Brasil possui um programa aeroespacial especialmente dedicado ao monitoramento ambiental com foco no controle de desmatamento da Amazônia, acompanhamento do clima, além de busca na facilidade de comunicação e monitoramento das fronteiras. Alguns dos satélites desenvolvidos para fins de aplicação ambiental são o SCD-1 e o SCD-2 (Satélite de Coleta de Dados), ambos criados pelo Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais. Outro satélite desenvolvido por meio de uma parceria entre o Brasil e China é o CBERS (do inglês, *China-Brazil Earth Resource Satellites*), que tem, entre suas finalidades, a captação de dados para estudo do desflorestamento, controle de incêndio na região Amazônica, monitoramento de recursos hídricos, além de áreas urbanas e de plantio [9]. Dada a importância desse sistema e a criticidade de se ter satélites operando por tanto tempo, como o caso do SCD-1 e SCD-2, faz-se necessário desenvolver um sistema substituto com tecnologia mais moderna.

Uma das iniciativas do INPE para renovação do segmento espacial do SBCDA é o programa CONASAT, com objetivo de produzir, a custos reduzidos, uma constelação de nanossatélites, utilizando tecnologias novas nos ramos da eletrônica e de telecomunicações. O planejamento do projeto consiste de três etapas: objetivos, restrições e requisitos da missão. Abaixo será apresentado um resumo de alguns tópicos que se relacionam com o presente trabalho [10].

Objetivos da Missão:

- Garantir a continuidade do SBCDA por meio de uma constelação de nanossatélites;
- Ampliar a capacidade de serviço de coleta de dados ambientais;
- Desenvolver os sistemas a baixos custos.

Restrições da Missão:

- O projeto deve ser desenvolvido com baixo custo e com um nível aceitável de confiabilidade;
- Devem ser usados, na medida do possível, componentes e subsistemas comerciais;
- Deverá ser aproveitada a estrutura já desenvolvida;
- O descarte do satélite deverá ocorrer por decaimento natural.

Requisitos Gerais:

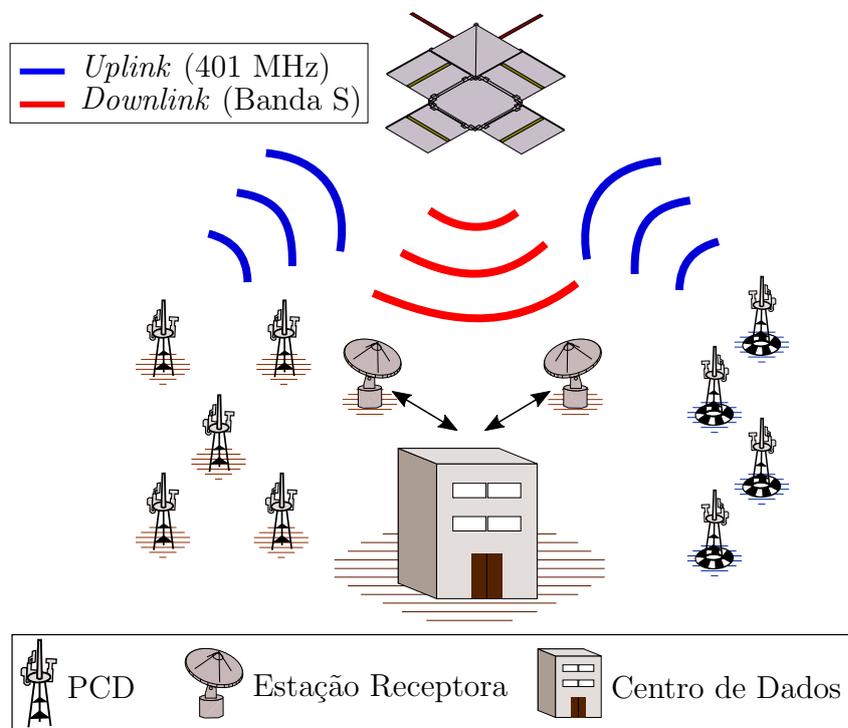
- A carga útil do satélite será constituída por um transponder, o qual receberá os dados das PCDs e os retransmitirá para as Estações Receptoras Terrestres;

- A vida útil de cada satélite deverá ser no mínimo de 24 meses;
- O satélite deverá ser capaz de se auto-monitorar e retransmitir as informações à terra;
- A cobertura do satélite deverá possibilitar a captação dos sinais emitidos por boias e embarcações no mar territorial brasileiro.

Requisitos do Satélite:

- O satélite deverá ter massa entre 1 e 10 kg;
- O satélite deve ser provido de um sistema de telemetria e telecomando.

Figura 1 – Cenário de operação do sistema meteorológico.



Fonte: Adaptado de [10].

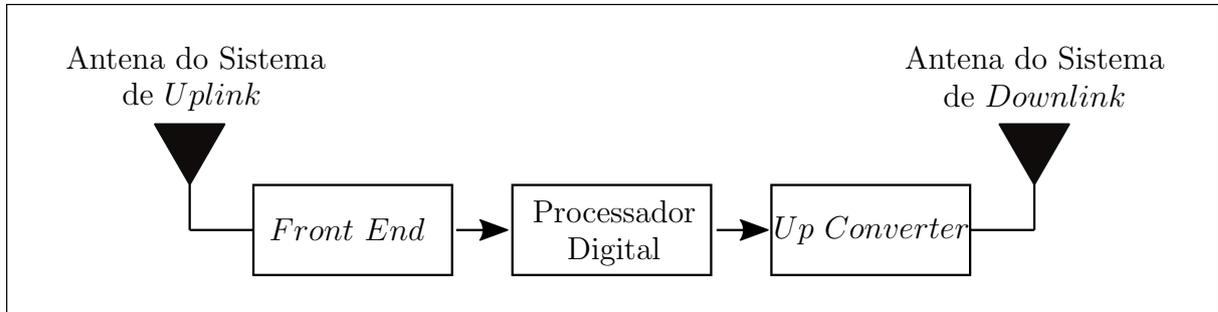
2.1.1 Sistemas de Comunicação do SBCDA

Nos satélites, em geral são utilizados dois subsistemas de comunicação, um para enlace de subida e outro para enlace de descida, com operação em frequências distintas. No CONASAT, a carga útil é um transpônder digital responsável pelas funcionalidades de telemetria e telecomando. A Figura 1 ilustra o sistema de aquisição de dados.

O transpônder a ser empregado no nanossatélite tem a função de receber os dados das PCDs na faixa de frequência de UHF e, posteriormente, retransmitir os sinais utilizando o sistema irradiante em Banda S para as estações terrenas, as quais terão a atribuição de

processar e disponibilizar os dados para uso [10]. Um diagrama de blocos desse dispositivo é apresentado na Figura 2.

Figura 2 – Diagrama em blocos do transceptor.



Fonte: Adaptado de [10].

Os sinais que operam no enlace de subida em UHF, oriundos das PCDs, entram no bloco *Front End* do transpônder, onde são filtrados, amplificados, convertidos para banda-base e então encaminhados para o processador digital, onde irão modular uma portadora em fase de forma digital. Em seguida, os sinais são encaminhados para o *Up Converter*, onde serão convertidos para forma analógica, filtrados e então transladados para para Banda S para, em seguida, serem amplificados e transmitidos para as estações terrestres [10].

Além do sistema apresentado, em consonância com os Requisitos de Missão, é necessário que haja um sistema de telemetria e telecomando capaz de auto-monitorar a situação do satélite para controle e eventuais correções de falhas. Esse subsistema irá operar apenas em momentos que houver visada entre o nanossatélite e as estações terrenas, de modo a garantir economia de energia ficando inativo no restante do tempo.

Portanto, os nanossatélites que irão compor a constelação necessitarão de quatro sistemas de antenas para os enlaces de comunicação. A Tabela 1 apresenta as definições de frequência para estes enlaces.

Tabela 1 – Frequências de operação para os *links* de comunicação.

<i>Enlace de Comunicação</i>	Frequência
<i>Uplink</i> de Telecomando	430 - 440 MHz
<i>Downlink</i> de Telemetria	145,865 MHz
<i>Uplink</i> do Transpônder	401,620 MHz
<i>Downlink</i> do Transpônder	2.267,520 MHz

Fonte: Adaptado de [10].

A escolha do tipo de antena a ser utilizada tem relação direta com a frequência de operação. Deseja-se que as antenas tenham um diagrama de irradiação com grande ângulo

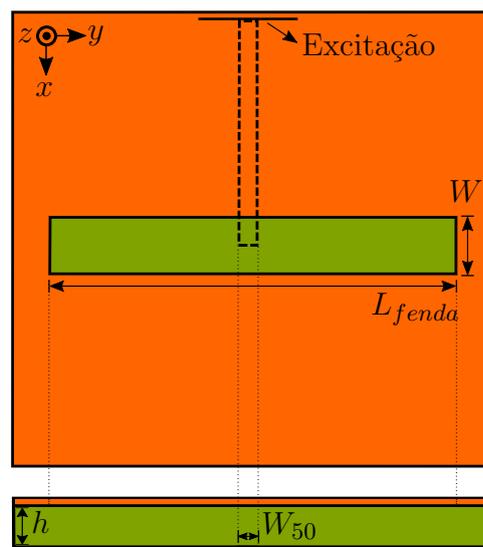
de meia potência, uma vez que é de interesse abranger uma grande área geográfica. Além disso, antenas omnidirecionais não são recomendadas, visto que o interesse da missão é estabelecer cada enlace em apenas uma direção [10].

2.2 Antenas em Fenda

O conceito de antenas em fenda de microfita (do inglês, *Microstrip Slot Antenna* - MSA) surgiu de estudos derivados do uso de *strip lines* para alimentação de antenas por acoplamento via fendas. A principal característica dessa estrutura é a possibilidade de geração de diagramas de irradiação bidirecional, com maior largura de banda em relação às antenas *patch*, maior tolerância à imprecisão no processo de fabricação, baixo peso, baixo perfil e fácil conformação a superfícies planas e não planas [3].

A geometria da estrutura consiste em um desbaste de comprimento $\lambda_g/2$ no plano de terra (GND), onde λ_g é o comprimento de onda guiado na fenda, posicionada, geralmente, perpendicular à linha de alimentação, a qual se situa no lado oposto do substrato. Uma fenda de meio comprimento de onda pode ser usada de maneira similar a um dipolo. O diagrama polar de irradiação dessas antenas é o mesmo, porém com orientação dos campos elétrico e magnético invertidos. A relação entre os dipolos e as fendas ressonantes pode ser estabelecida matematicamente por meio de um princípio óptico conhecido como Princípio de Babinet [11]. A Figura 3 mostra o diagrama esquemático, onde L_{fenda} é o comprimento da fenda, W é a largura do desbaste, h a altura do substrato e W_{50} a largura da linha de alimentação.

Figura 3 – Modelo esquemático de uma antena em fenda simples.

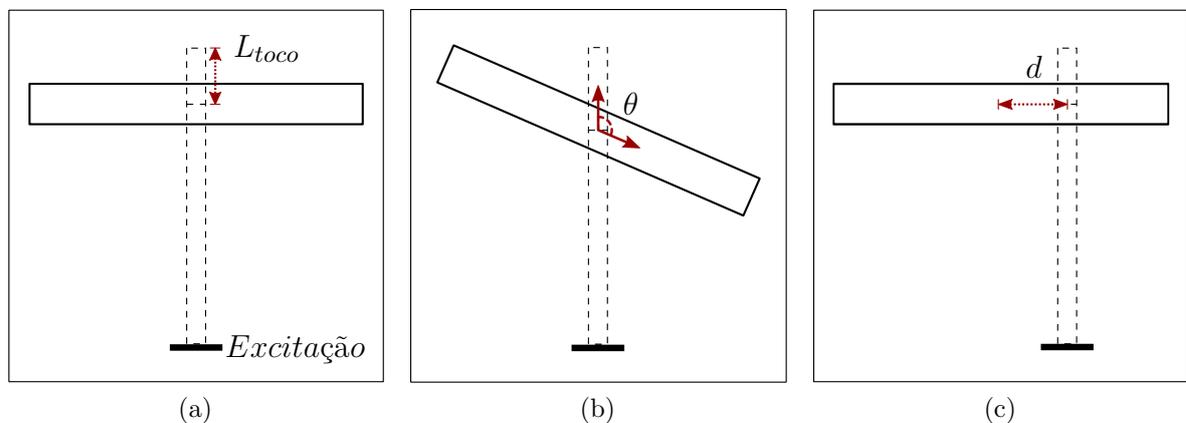


Fonte: Autoria própria.

Uma antena em fenda com alimentação central tem uma resistência de irradiação muito alta, podendo ser necessário o uso de técnicas de casamento de impedância para

compensar esse efeito. Uma técnica utilizada para alterar essa característica é o uso de um toco em série com a linha de alimentação, mostrado na Figura 4(a). Esse método introduz uma carga reativa à antena e, conseqüentemente, altera a frequência de ressonância da mesma. Uma segunda forma de alterar a impedância vista pela linha de alimentação é inclinando a fenda em um ângulo θ , mostrado na Figura 4(b). Além dessas, uma terceira forma é mostrada na Figura 4(c). Essa técnica consiste em deslocar a linha de alimentação por uma distância d em relação ao centro da fenda [3].

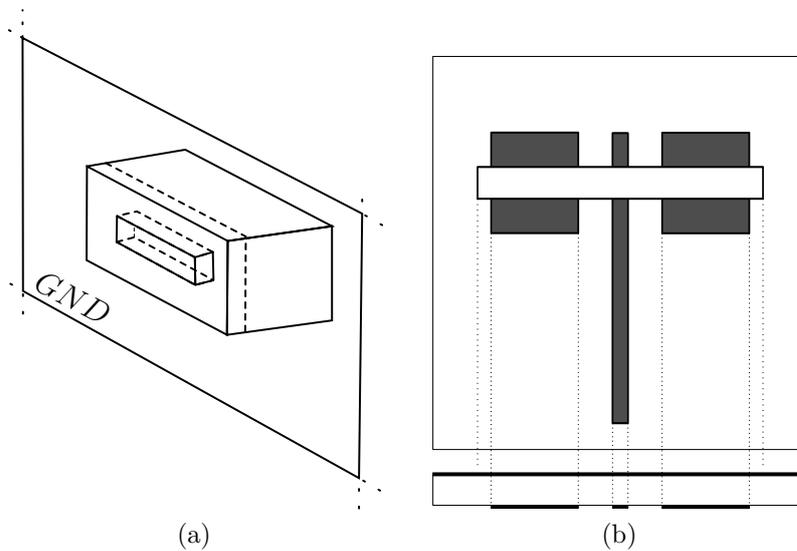
Figura 4 – Técnicas para redução da impedância de acoplamento por meio do (a) uso de um toco em série, (b) inclinação da fenda por um ângulo θ e (c) deslocamento da linha de alimentação por uma distância d .



Fonte: Adaptado de [3].

A irradiação bidirecional, inerente à essa estrutura, se apresenta como uma desvantagem em aplicações onde se deseja transmitir a energia para somente uma direção. Como forma de contornar esse efeito, o uso de uma cavidade ressonante, mostrada na Figura 5(a), foi uma alternativa amplamente estudada na comunidade científica [12–15]. Algumas das desvantagens dessa solução são o grande espaço ocupado e a excitação de modos de ordem inferior, o que acarreta em uma degradação do desempenho da antena. Uma outra técnica utilizada para reverter a irradiação bidirecional é apresentada em [16], onde os autores propõem o uso de *patches* com dimensão de $\lambda_g/4$ no lado oposto ao plano de terra para atuarem como refletores. Nessa solução, os elementos são posicionados nas bordas de uma fenda com dimensão de $1,5\lambda_g$ e, com isso, os máximos da energia distribuída no desbaste são refletidos e redirecionados para a região de interesse. A Figura 5(b) mostra o modelo da estrutura com os *patches* refletores instalados. Além disso, esse estudo é estendido em [17] para o desenvolvimento e análise de uma rede de antenas em fenda com os *patches* refletores para a redução da irradiação traseira e de lóbulos laterais.

Figura 5 – Técnicas para obter irradiação unidirecional através do uso de uma (a) cavidade ressonante e (b) *patches* refletoras.



Fonte: Adaptado de (a) [12] e (b) de [16].

2.3 Revisão do Estado da Arte de Antenas em Fenda

As antenas impressas ganharam bastante espaço em relação às filamentos devido à sua versatilidade. A denominação desse tipo de estrutura está relacionada à técnica de fabricação, que consiste em desenvolver um elemento irradiante e sua alimentação por meio de processos utilizados na fabricação de circuitos impressos. As mais variadas possibilidades de antenas podem ser implementadas dessa forma, como dipolos, monopolos, fendas, *patches* e etc. As principais características dessa topologia são a facilidade de integração e conformação a superfícies, bom controle de irradiação e baixo custo de produção [3].

Antenas em fenda ressonante são amplamente aplicadas na área aeroespacial, especialmente para comunicações via satélites. Por apresentar características semelhantes às antenas fabricadas em tecnologia de microfita, os irradiadores em fenda tornaram-se uma alternativa. Em [18], os autores propõem uma técnica para redução da irradiação traseira de uma antena em fenda na Banda S utilizando o corpo de um *CubeSat* 2U como refletor. Um estudo proposto pelos autores de [19] apresenta a integração de uma rede de antenas em fenda para aplicações em micro e nanosatélites com operação na Banda S, tendo como tema principal a capacidade de gerar irradiação omnidirecional ou direcional com operação das antenas em conjunto ou individual para cada elemento instalado. Aplicações recentes desse tipo de antena também são encontradas para o Sistema Global de Posicionamento (do inglês, *Global Positioning System* - GPS) nas frequências de 1,56 a 1,61 GHz [20]. Na Banda X, a integração entre uma antena *patch* e fenda é proposta pelos autores de [21].

Na área de saúde, os autores de [22] apresentam uma solução para perfusão

sanguínea adaptando antenas em fenda anelar para operação em infravermelho, resultando em um monitoramento de temperatura mais eficaz. Os autores de [23] propõem o uso de uma fenda em uma cavidade ressonante para otimizar a diretividade, relação frente-costas e o aumento da largura de banda para imageamento cerebral, detecção de acidentes vasculares, dentre outros.

Na área de comunicação sem fio, as antenas em fenda também têm ganhado espaço. Uma antena *Multiple-input and Multiple-output* (MIMO) em fenda de 4 portas que opera usando 2 delas para a frequência de 2,4 GHz e, todas as 4 para 5,8 GHz, de forma passiva e sem reconfiguração, é proposta pelos autores de [24].

Na literatura, é possível encontrar antenas impressas desenvolvidas especificamente para aplicação no SBCDA. Em [25], os autores propõem uma rede de antenas *patch* utilizando uma técnica para aumento do plano de terra efetivo, com os elementos instalados em abas articuláveis de um nanossatélite 8U, direcionada para operação no enlace de subida em UHF. Uma proposta de rede de antenas de microfita para operação no enlace de descida em Banda S é feita em [26]. Uma integração de redes de antenas com polarização circular em UHF e na Banda S é apresentada em [4].

2.4 Teoria de Redes de Antenas

Antenas com um único elemento apresentam, em geral, diagrama de irradiação com baixa diretividade. Em alguns casos, estruturas com alto ganho são necessárias e tal característica pode ser conseguida aumentando o tamanho elétrico das antenas.

Uma forma de ampliar a dimensão das estruturas irradiantes é formando um conjunto com vários elementos individuais. Dessa forma, possibilita-se o aumento do campo total que pode ser determinado por soma vetorial dos campos irradiados pelos elementos individuais. Para diagramas com grande diretividade, é necessário que os campos se interfiram construtivamente na direção de interesse e destrutivamente no restante do espaço. Para isso, há cinco formas de se obter o controle que dá forma ao diagrama total da rede [27], sendo eles:

1. configuração geométrica do conjunto total;
2. separação relativa entre os elementos;
3. amplitude de excitação dos elementos individuais;
4. fase dos elementos individuais e;
5. diagrama relativo dos elementos individuais.

2.4.1 Rede de Antenas Linear

Uma rede linear de antenas pode ser obtida colocando-se elementos de forma colinear em uma determinada direção. A Figura 6 mostra uma rede com N elementos, representados por pontos azuis, dispostos na direção z .

O campo total da geometria mostrada na Figura 6, considerando elementos puntiformes, com excitação de amplitude idênticas e defasagem progressiva β , pode ser obtido multiplicando-se um fator de rede (do inglês, *Array Factor* - AF) pelo campo elétrico de um único elemento, dado por

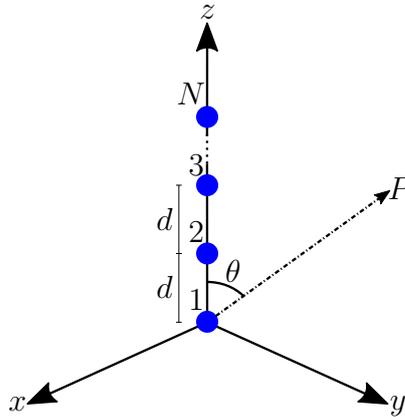
$$E(\text{total}) = E_a AF, \quad (2.1)$$

onde

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kd\cos(\theta)+\beta)}, \quad (2.2)$$

sendo N o número de elementos da rede, d a distância entre as antenas e θ o ângulo entre o eixo da rede e um ponto P em campo distante.

Figura 6 – Rede Linear



Fonte: Autoria própria.

2.4.2 Rede de Antenas Planar

Um conjunto de elementos individuais formando uma malha retangular, conforme mostrado na Figura 7, pode ser agrupado para formar uma rede de antenas planar. Essa topologia fornece algumas variáveis adicionais em relação às redes lineares e, com isso, possibilita-se um maior controle do diagrama de irradiação do conjunto para conseguir lóbulos secundários mais baixos, maior diretividade, além de possibilitar a realização de varreduras no apontamento da energia nas direções de θ e ϕ [27].

O campo total pode ser obtido, de forma semelhante à apresentada na subseção 2.4.1, por meio da Eq. (2.1). Entretanto, devido à nova formação do conjunto com elementos dispostos no plano xy , o fator de rede é dado pela Eq. (2.3).

$$AF = S_{xm}S_{yn}, \quad (2.3)$$

onde

$$S_{xm} = \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(kd_x \sin(\theta) \cos(\phi) + \beta_x)} \quad (2.4)$$

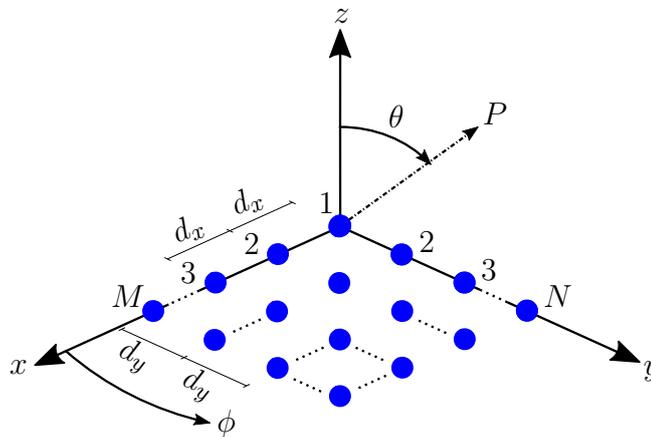
e

$$S_{yn} = \sum_{n=1}^N I_{1n} e^{j(n-1)(kd_y \sin(\theta) \sin(\phi) + \beta_y)}, \quad (2.5)$$

nas quais, I_{m1} e I_{1n} são os coeficientes de excitação nos eixos x e y , respectivamente.

O espaçamento e a defasagem progressiva entre os elementos ao longo do eixo x são representados, respectivamente, por d_x e β_x . Por fim, na direção y as antenas são separadas por uma distância d_y e a defasagem progressiva é dada por β_y .

Figura 7 – Rede Planar



Fonte: Autoria própria.

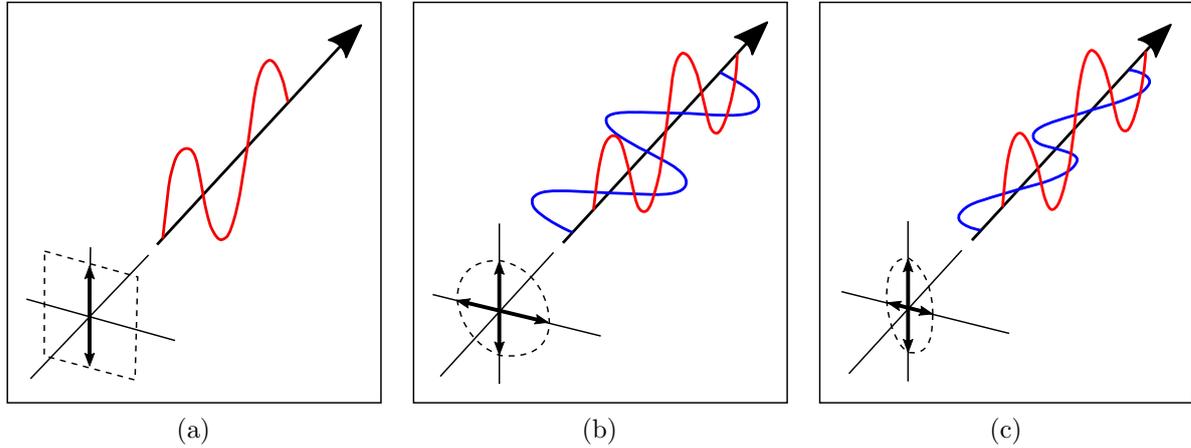
2.5 Polarização de Ondas Eletromagnéticas

A polarização de uma onda irradiada por uma antena pode ser definida como a propriedade de uma onda eletromagnética que descreve a direção e a amplitude, variantes no tempo, de um vetor de campo elétrico [27].

Há três tipos de classificação para as polarizações: linear, circular e elíptica. Uma onda variante no tempo é dita **linearmente polarizada** quando o vetor de campo elétrico (ou magnético) estiver na direção de uma mesma linha reta em qualquer instante de tempo, conforme mostrado na Figura 8(a). A onda variante no tempo **circularmente polarizada** é caracterizada pela formação de um círculo pelo vetor de campo elétrico (ou magnético) em um ponto no espaço, conforme mostrado na Figura 8(b). Por fim, uma onda variante no tempo é dita **elípticamente polarizada** quando o vetor de campo elétrico (ou magnético) traça uma elipse no espaço, em função do tempo, mostrado na Figura 8(c) [27]. Além disso, o sentido das rotações dos vetores de campo elétrico podem ser circular à

direita (do inglês, *Right Hand Circular Polarized* - RHCP) ou à esquerda (do inglês, *Left Hand Circular Polarized* - LHCP).

Figura 8 – Ilustração de sinais com polarização (a) linear, (b) circular e (c) elíptica.



Fonte: Adaptado de [28].

As formas de polarizações acima descritas podem ser obtidas em função de diferentes amplitudes e fases das componentes de uma onda plana viajante no tempo na direção z , a qual é representada por

$$\mathcal{E}(z;t) = \hat{\mathbf{a}}_x \mathcal{E}_x(z;t) + \hat{\mathbf{a}}_y \mathcal{E}_y(z;t), \quad (2.6)$$

onde

$$\mathcal{E}_x(z;t) = E_x \cos(\omega t + kz + \phi_x) \quad (2.7)$$

e

$$\mathcal{E}_y(z;t) = E_y \cos(\omega t + kz + \phi_y). \quad (2.8)$$

As variáveis E_x e E_y são, respectivamente, as magnitudes máximas das componentes de x e y , ω é a frequência angular, t é o tempo, k a constante de propagação, z a posição na direção de propagação e ϕ_x e ϕ_y são as fases das componentes de x e y , respectivamente.

Para que a onda tenha polarização linear, a diferença de fase existente entre as componentes da equação de onda plana, representadas pelas Eqs. (2.7) e (2.8), é dada por

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = n\pi, \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (2.9)$$

A polarização circular pode ser obtida quando as magnitudes das duas componentes são iguais e a diferença de fase entre elas for um múltiplo ímpar de $\pi/2$. A condição de magnitude e fase são mostradas pelas Eqs. (2.10) e (2.11), respectivamente.

$$E_x = E_y \quad (2.10)$$

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = \begin{cases} +\frac{\pi}{2}, & \text{para RHCP} \\ -\frac{\pi}{2}, & \text{para LHCP} \end{cases} \quad (2.11)$$

Por fim, a polarização elíptica é obtida quando se tem as magnitudes das componentes não iguais com diferença de fase em função de um múltiplo de $\pi/2$, dados pelas Eqs. (2.12) e (2.13), respectivamente, ou quando a diferença de fase entre as duas componentes não é um múltiplo de $\pi/2$ (independente de suas magnitudes), representado pela Eq. (2.14) [27].

$$E_x \neq E_y \quad (2.12)$$

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = \begin{cases} +\frac{\pi}{2}, & \text{para RHCP} \\ -\frac{\pi}{2}, & \text{para LHCP} \end{cases} \quad (2.13)$$

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x \neq \frac{\pi}{2} \quad (2.14)$$

2.5.1 Fator de Perda de Polarização

No caso de uma antena receptora, a potência recebida dependerá diretamente das polarizações da onda incidente e da antena. Caso essas polarizações não sejam iguais, ocorrerá descasamento de polarização. O fator de perda de polarização (do inglês, *Polarization Loss Factor* - PLF) é definido como

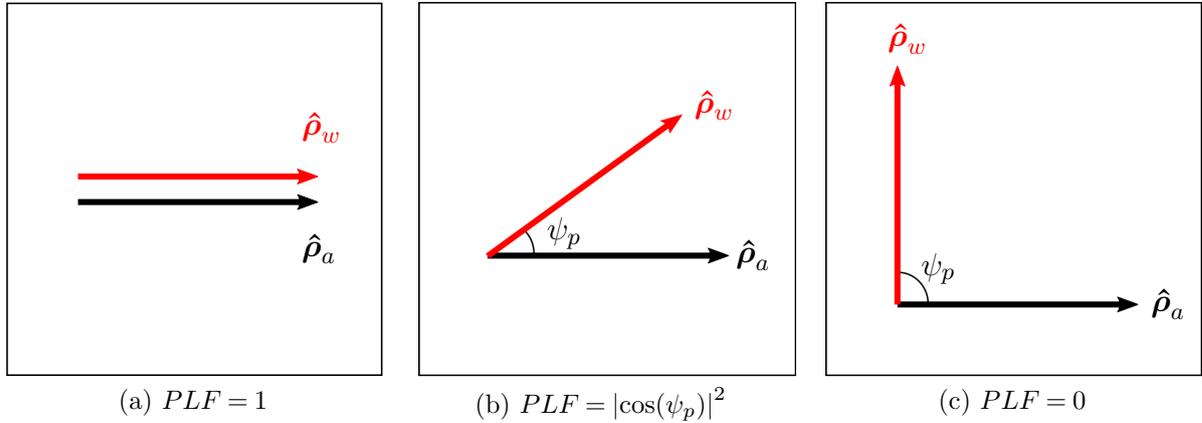
$$PLF = |\hat{\boldsymbol{\rho}}_w \cdot \hat{\boldsymbol{\rho}}_a|^2 = |\cos(\psi_p)|^2, \quad (2.15)$$

onde $\hat{\boldsymbol{\rho}}_w$ e $\hat{\boldsymbol{\rho}}_a$ são os vetores unitários da onda incidente e da antena, respectivamente, e ψ_p é o ângulo entre os dois vetores unitários [27]. A Figura 9(a) ilustra uma onda incidente perfeitamente alinhada com a antena receptora, resultando em uma $PLF = 1$, o que indica que a totalidade da potência do sinal recebido será captado pela antena. Na Figura 9(b) é mostrado uma situação de descasamento parcial por um ângulo ψ_p , indicando perdas na captação de potência da antena. Por fim, na Figura 9(c) é ilustrado o caso em que as polarizações da onda incidente e antena estão completamente desalinhadas, resultando em uma $PLF = 0$ e, portanto, não haverá a recepção da potência incidente.

2.5.2 Obtenção de Polarização Circular por Rotação Sequencial de Elementos

Uma rede de antenas polarizada circularmente é convencionalmente constituída de elementos polarizados de forma circular por meio do uso de excitações posicionadas ortogonalmente e defasadas de 90° [27]. Portanto, em redes com muitos elementos a complexidade aumenta significativamente devido ao uso de múltiplos defasadores e portas de alimentação. Além disso, essas técnicas de alimentação para gerar a polarização circular

Figura 9 – PLF para uma antena (azul) e uma onda incidente (vermelho) com as polarizações (a) alinhadas, (b) parcialmente alinhadas por um ângulo ψ_p e (c) ortogonais.

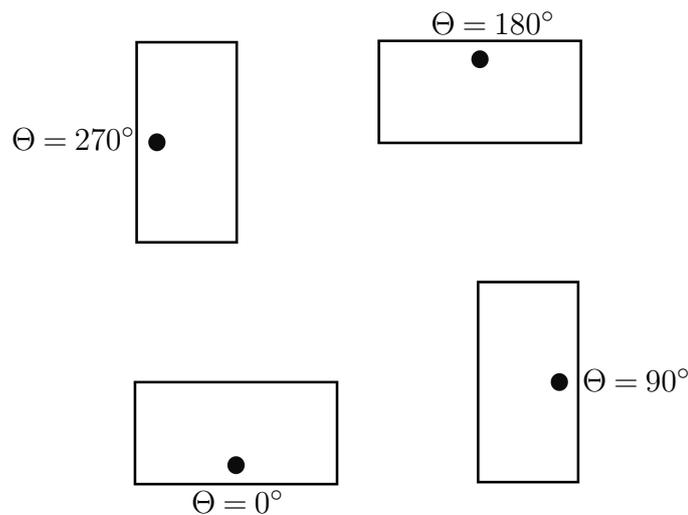


Fonte: Adaptado de [27].

(do inglês, *Circularly Polarization* - CP) possuem largura de banda e razão axial limitadas [29].

Uma forma alternativa para obter a polarização circular é apresentada pelos autores de [29], onde uma técnica que utiliza a rotação dos elementos lineares sequencialmente, com defasagem progressiva de 90° entre os elementos é desenvolvida. A Figura 10 ilustra a organização dos elementos que compõem uma rede de antenas 2×2 com fases $\Theta = 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ e 270° no sentido anti-horário.

Figura 10 – Disposição dos elementos para obtenção de polarização circular por rotação sequencial e defasagem progressiva.



Fonte: Adaptado de [29].

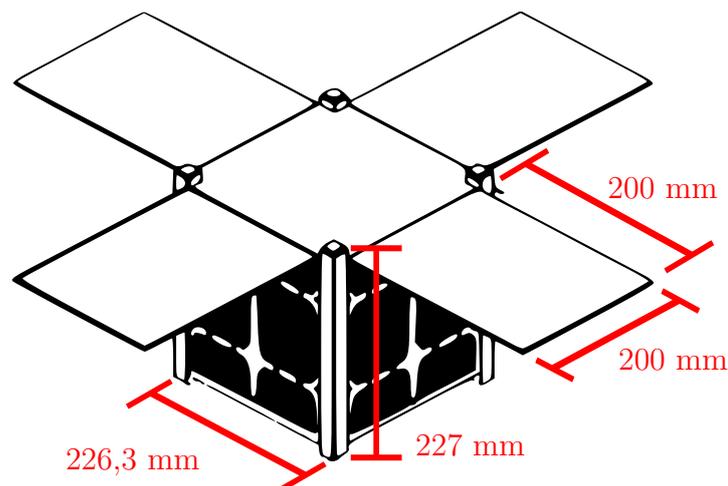
Com esse sistema, há uma significativa redução da complexidade de alimentação e um aprimoramento da largura de banda. Devido à orientação ortogonal entre os elementos

vizinhos, o efeito do acoplamento mútuo é significativamente reduzido. Além disso, a orientação dos campos entre os elementos $\Theta = 0^\circ$ e $\Theta = 180^\circ$ e, também, entre $\Theta = 90^\circ$ e $\Theta = 270^\circ$, possibilita que haja o cancelamento de espúrios oriundos dos modos de ordem superior, melhorando substancialmente a razão axial [29].

3 ANTENAS EM FENDA

O projeto descrito nas próximas seções é destinado a operar com frequência central $f = 401$ MHz. Para tanto, será desenvolvida uma antena em fenda para instalação em abas adaptadas a um nanossatélite, respeitando as dimensões de 8U definidas no projeto CONASAT onde, mais precisamente, considerou-se a dimensão deste modelo disponível comercialmente, pela empresa ISIS com dimensões de $226,3 \times 226,3 \times 227$ mm³ [30]. A Figura 11 mostra um modelo ilustrativo de um nanossatélite 8U. Com o objetivo de adequar a estrutura às dimensões do projeto, optou-se por trabalhar com um substrato de permissividade elétrica elevada, sendo o laminado Taconic CER-10 escolhido, com espessura $h = 3,18$ mm, constante dielétrica $\epsilon_r = 10 \pm 0,5$ e $\tan\delta = 0,002$ [31].

Figura 11 – Modelo ilustrativo de um *CubeSat* 8U.



Fonte: Adaptado de [32].

3.1 Desenvolvimento de uma Rede de Antenas em Fenda Simples

3.1.1 Requisitos e Cálculos de Projeto

Para o desenvolvimento do projeto das antenas que compõem o enlace de subida, foram seguidas as especificações determinadas em [10], dentre as quais, citam-se:

- polarização circular à direita;
- impedância de entrada de 50Ω ;
- largura de banda mínima de 2 MHz e;
- dimensão da antena limitada a 20×20 cm².

Em um projeto de antena em fenda, o comprimento do elemento irradiante tem cálculo estimado com base em equações empíricas. Os autores de [3] propuseram uma

série de equações a serem utilizadas em função de determinadas condições, sendo essas relacionadas com a largura da fenda W em relação ao comprimento de onda no espaço livre λ_0 e com a constante dielétrica ε_r .

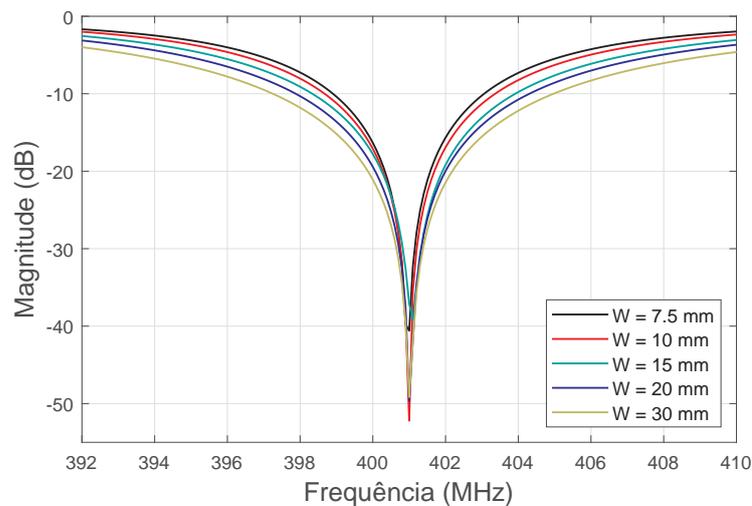
Para o cálculo do comprimento de onda guiado λ_g , foi utilizada uma expressão matemática aproximada, a qual é restrita às condições: $0,0015 \leq W/\lambda_0 \leq 0,075$ e $3,8 \leq \varepsilon_r \leq 9,8$; sendo esta dada por

$$\lambda_g = \left(0,9217 - 0,277 \ln(\varepsilon_r) + 0,0322 \frac{W}{h} \left(\frac{\varepsilon_r}{W/h + 0,435} \right)^{\frac{1}{2}} \right) \lambda_0 - 0,01 \ln(h/\lambda_0) \left(4,6 - \frac{3,65}{\varepsilon_r^2 \sqrt{(W/\lambda_0)(9,06 - 100W/\lambda_0)}} \right) \lambda_0, \quad (3.1)$$

em que h é a altura do substrato. Uma vez que λ_0 e ε_r são fixos, a escolha de W é arbitrária.

Um estudo para avaliar a influência da largura da fenda nos resultados operacionais de uma estrutura simples, mais especificamente, quanto à largura de banda, foi realizado pelos autores de [6]. Foi considerado como critério para a faixa de frequências aceitável o coeficiente de reflexão $|\Gamma| \leq -10$ dB. A análise de operação da estrutura teve início com um comprimento inicial do desbaste de $L_{fenda} = 214,45$ mm e $W = 7,5$ mm. Como resultado, foi observado que o aumento da banda operacional tem ligação direta com a dimensão de W , conforme mostram as curvas na Figura 12. Uma síntese desses resultados é mostrada na Tabela 2.

Figura 12 – Estudo da influência da largura da fenda W em sua banda operacional.



Fonte: Adaptado de [6].

Para a linha de alimentação da fenda em tecnologia de microfita, foram considerados os métodos propostos em [3], onde a equação para obtenção da largura da linha W_{50} é

Tabela 2 – Relação entre a largura da fenda W e a banda operacional.

Largura da fenda W (mm)	Largura de banda (MHz)
7,5	4,16
10	4,69
15	5,58
20	6,43
30	7,72

Fonte: Adaptado de [6].

dada por

$$W_{50} = \frac{2h}{\pi} \left(A - 1 - \ln(2A - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left(\ln(A - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\varepsilon_r} \right) \right), \quad (3.2)$$

em que

$$A = \frac{60\pi^2}{Z_0\sqrt{\varepsilon_r}}, \quad (3.3)$$

sendo a variável A um coeficiente numérico de aproximação do cálculo e Z_0 a impedância característica da linha.

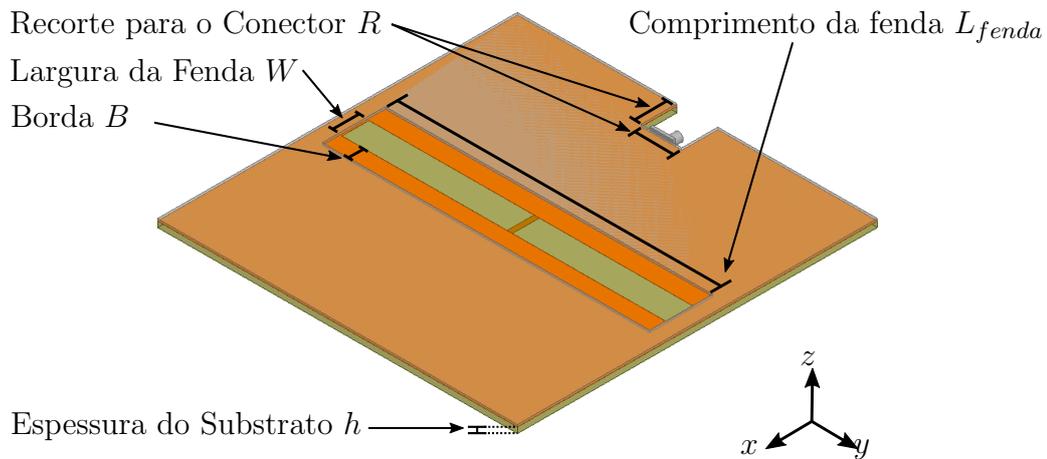
3.1.2 Projeto de um Elemento Isolado

Inicialmente, projetou-se uma antena em fenda individual instalada em um plano de metal, o qual se torna uma extensão do plano de terra (GND), mostrada na Figura 13. O comprimento da fenda escolhido como ponto de partida foi $L_{fenda} = \lambda_g/4 \approx 134,66$ mm, a largura da linha de alimentação obtida através da Eq. (3.2) foi de $W_{50} = 2,99$ mm, a largura da fenda, escolhida em função dos critérios mencionados na subseção 3.1.1, foi de $W = 15$ mm e uma distância entre o desbaste no plano de terra e o recorte no plano metálico de $B = 10$ mm. Também foi considerado um recorte no plano metálico com dimensão $R = 20 \times 20$ mm² em uma das laterais, o qual tem a finalidade de comportar as dimensões do conector sem extrapolar os limites do GND. Além disso, foi utilizada a técnica do toco em série para o casamento de impedância.

Após algumas simulações com o *software* ANSYS HFSS, ajustes foram realizados nas diversas variáveis de projeto da antena, especialmente devido ao deslocamento da frequência de ressonância e descasamento. A Tabela 3 mostra uma síntese dos parâmetros construtivos da estrutura otimizada.

Nas dimensões obtidas para a antena com sua operação otimizada na frequência de interesse, é possível observar que L_{fenda} ficou aproximadamente 45,3 mm maior que o calculado. Uma razão para esse resultado é o fato de que, para a elaboração da equação para o cálculo de λ_g , os autores de [3] consideraram um plano de terra infinito. Além

Figura 13 – Geometria da antena em fenda simples.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 3 – Parâmetros construtivos da antena em fenda simples.

Parâmetro	Dimensão (mm)
L_{fenda}	180
W	15
B	10
W_{50}	2,99
L_{toco}	12,5
R	20

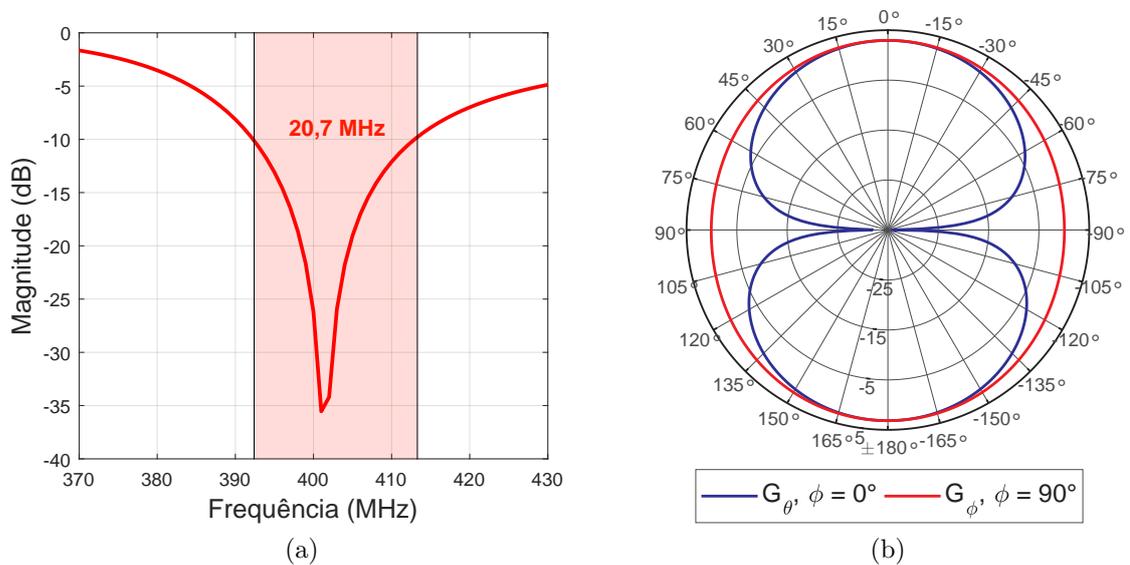
Fonte: Autoria própria.

disso, a constante dielétrica utilizada nas simulações foi $\epsilon_r = 10$, enquanto que a equação é adequada para valores menores que 9,8. Portanto, dadas essas condições, o resultado inicial serviu como um ponto de partida aproximado, mesmo que com uma maior possibilidade de imprecisão.

Nas Figuras 14(a) e (b), são mostrados os resultados obtidos para o coeficiente de reflexão e o diagrama de irradiação, respectivamente. A largura da banda de operação obtida, considerando como critério $S_{11} \leq -10$ dB, destacada pela região em vermelho claro, foi de 20,7 MHz, que corresponde a 5,16 % da frequência central de operação. Em termos de ganho, este modelo de antena possui irradiação bidirecional: em $\theta = 0^\circ$, obteve-se um ganho de 2,94 dBi e, em $\theta = 180^\circ$, 3,16 dBi.

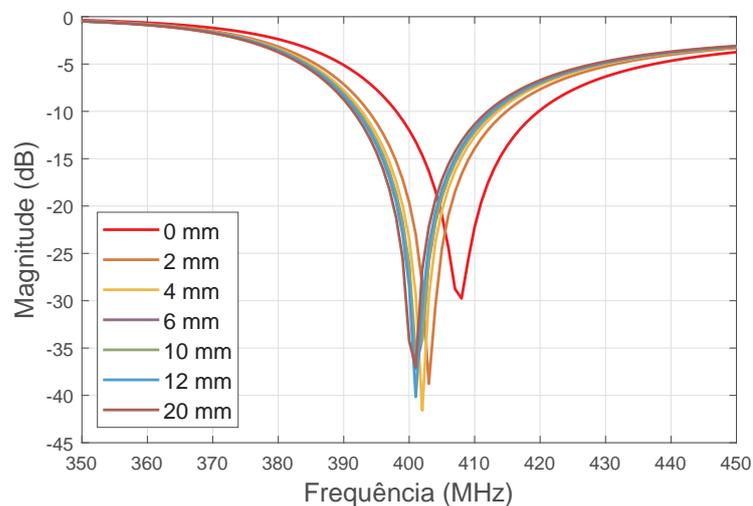
Um estudo foi realizado para verificar os efeitos que o recorte feito no plano de metal em relação à fenda irradiante tem sobre os resultados. Para isso, uma análise paramétrica foi realizada na dimensão da borda da fenda B considerando distâncias entre 0 mm e 20 mm. Os resultados em termos de coeficiente de reflexão são mostrados na Figura 15, onde é possível observar que a dimensão de B altera a frequência de ressonância de forma significativa para valores entre 0 e 4 mm e, para valores maiores, há pouca

Figura 14 – (a) Coeficiente de reflexão e (b) ganho da antena em fenda simples.



Fonte: Autoria própria.

influência. Portanto, foi escolhido como valor padrão para o desenvolvimento das demais estruturas a dimensão $B = 10$ mm.

Figura 15 – Estudo da influência de B , em relação à impedância, na operação da antena.

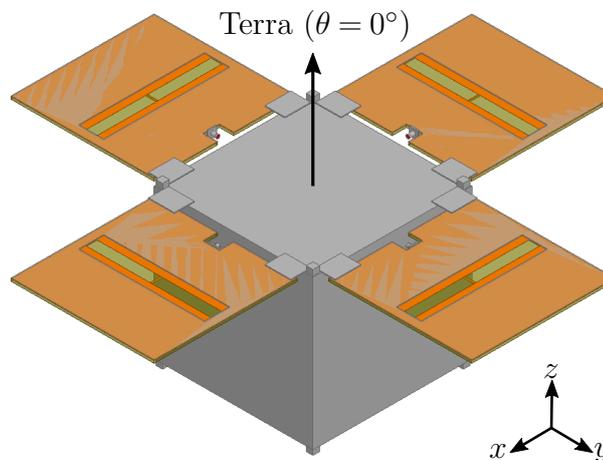
Fonte: Autoria própria.

3.1.3 Rede de Antenas Instaladas no Nanossatélite

Uma rede de antenas em fenda 2×2 , composta pela estrutura apresentada na subseção 3.1.2, foi instalada no nanossatélite a fim de se avaliar o desempenho do conjunto. O modelo eletromagnético do conjunto é mostrado na Figura 16.

Uma polarização circular é exigida para o projeto, favorecendo que haja sempre um enlace de comunicação estabelecido com a terra durante as passagens, ora com maior atenuação, ora com menor [10]. Para isso, utilizou-se a técnica de rotação sequencial e defasagem progressiva de 90° apresentada na subseção 2.5.2. Os parâmetros S do conjunto sofreram um pequeno desvio de frequência, ocasionado devido a interação entre as antenas e o nanossatélite. Sendo assim, foram necessários novos ajustes nas dimensões da fenda e do toco, resultando em $L_{fenda} = 174,1$ mm e $L_{toco} = 17,2$ mm. Os parâmetros S da geometria otimizada são mostrados na Figura 17(a). A largura de banda obtida foi de 58,69 MHz, correspondente a 14,64% da frequência central de operação e sendo aproximadamente 29 vezes a mais do que necessário para o projeto. Um dos principais benefícios de se ter uma grande largura de banda é a maior robustez às tolerâncias, como imprecisão nos processos de fabricação e grandes variações de temperatura, como ocorre no ambiente espacial. Além disso, é possível observar que o acoplamento entre elementos adjacentes é da ordem de $S_{12} \approx S_{14} = -17$ dB. O diagrama de irradiação resultante é mostrado na Figura 17(b), onde o ganho obtido em $\theta = 0^\circ$ foi de 4,14 dBi e, $\theta = 180^\circ$, 7,22 dBi, resultando em uma relação frente-costa RFC = -3,08 dB. Os diagramas de irradiação em $\phi = 0^\circ$ e $\phi = 90^\circ$ são idênticos devido à simetria da estrutura.

Figura 16 – Rede de antenas em fenda 2 x 2. A seta indica a direção da terra.

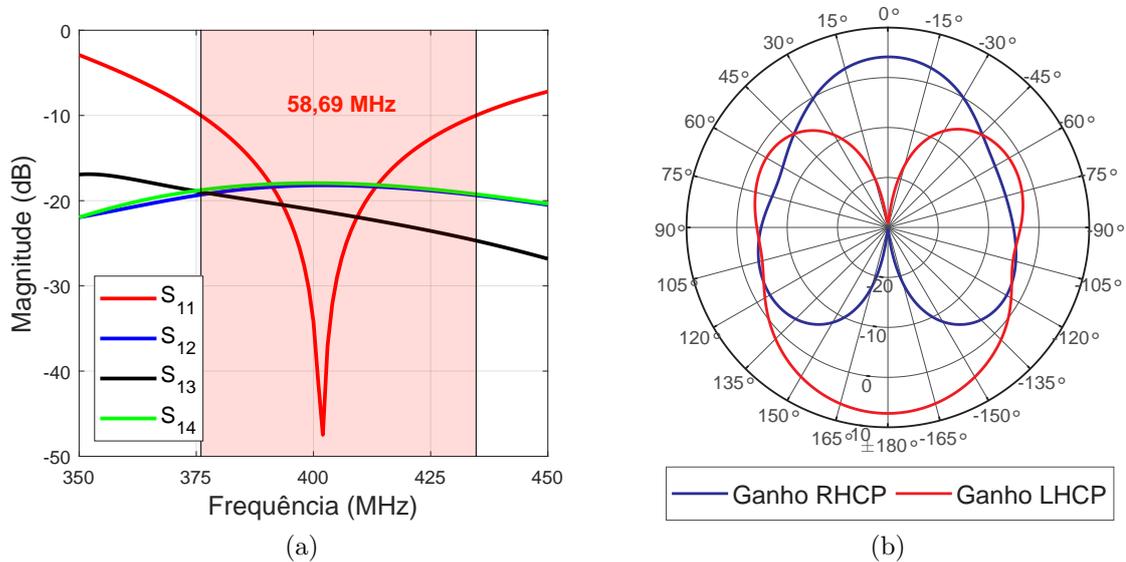


Fonte: Autoria própria.

3.1.4 Rede de Antenas em Fenda Simples com Refletores

Devido à característica bidirecional das antenas e à influência do conjunto formado pelo nanossatélite e os elementos irradiantes, observa-se nos resultados da subseção 3.1.3 que a maior parte da energia é irradiada para a direção $\theta = 180^\circ$, situação oposta à desejada. Como forma de reverter esse problema, uma fita metálica flexível foi utilizada para atuar como refletor do campo irradiado para trás. A instalação do dispositivo foi feita na parte traseira do cubo a uma distância de 226,3 mm do elemento irradiador e, com isso, obtém-se

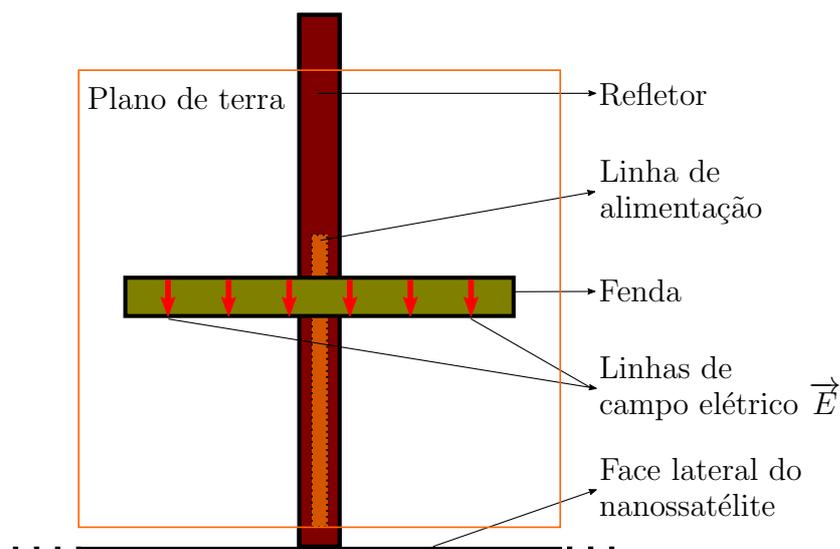
Figura 17 – (a) Parâmetros S e (b) diagrama de irradiação no plano $\phi = 0^\circ$ da rede de antenas em fenda.



Fonte: Autoria própria.

uma distância próxima a $\lambda_0/4$, condição necessária para que haja interferência construtiva entre a onda refletida e a irradiada na direção de interesse [27]. Além disso, o refletor se localiza perpendicular ao desbaste, alinhado com o campo elétrico gerado na fenda. A Figura 18 mostra um diagrama esquemático que ilustra a relação entre a direção do campo na fenda e a orientação da fita refletora.

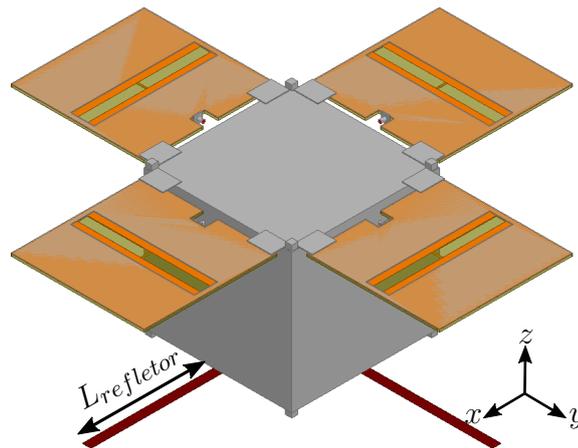
Figura 18 – Diagrama esquemático de uma antena em fenda com o refletor instalado paralelo às linhas do campo elétrico.



Fonte: Autoria própria.

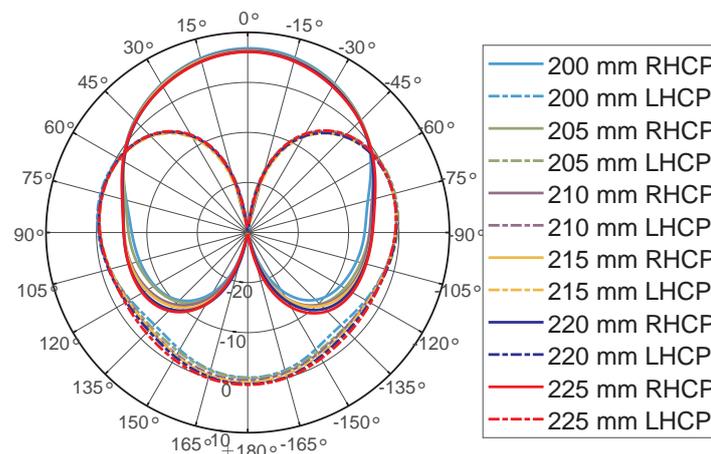
O modelo eletromagnético do nanossatélite com a rede de antenas e as fitas refletoras instaladas é mostrado na Figura 19. Estudos paramétricos foram realizados sobre o comprimento dos refletores $L_{refletor}$ a fim de encontrar um diagrama que melhor atenda ao projeto. A Figura 20 mostra os resultados para uma variação de $L_{refletor}$ entre 200 e 225 mm, onde pode-se observar que houve pouca alteração entre às dimensões analisadas. Dessa forma, adotou-se a medida de 205 mm de comprimento para o elemento refletor.

Figura 19 – Redes de antenas em fenda 2 x 2 com fitas refletoras instaladas.



Fonte: Autoria própria.

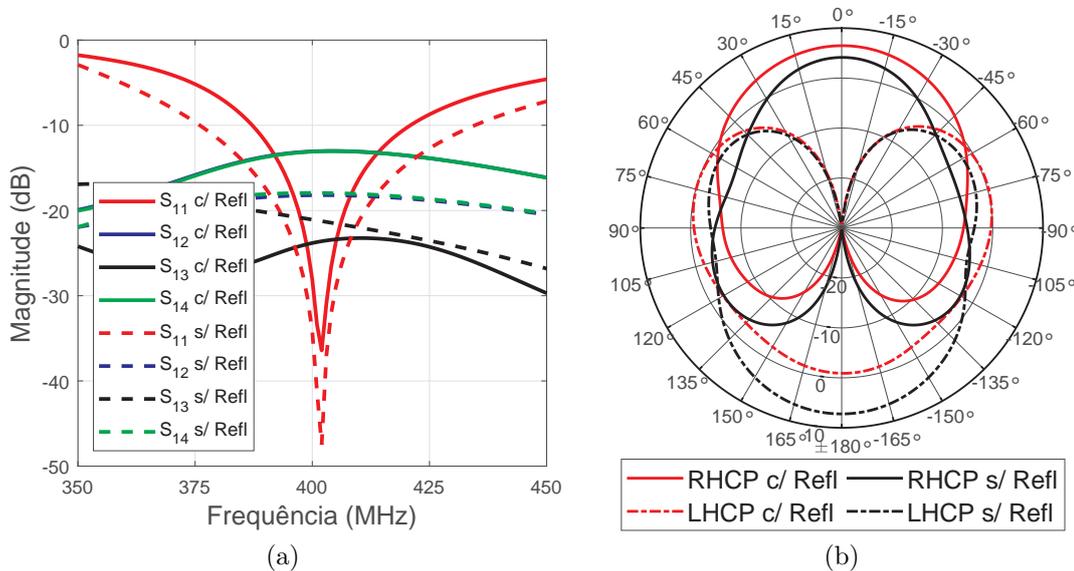
Figura 20 – Diagrama de irradiação para diversos valores de L_{fenda} .



Para fins de comparação, os resultados da estrutura sem os refletores foram plotados em conjunto com as curvas resultantes após a instalação dos elementos. Os parâmetros S sem a adição das fitas ao nanossatélite são mostrados pelas curvas segmentadas na Figura 21(a) e o ganho, pelas curvas na cor preta, na Figura 21(b). Portanto, para a operação do conjunto com os refletores instalados, obteve-se um ganho em $\theta = 0^\circ$ de 6,48 dBi e, em $\theta = 180^\circ$, -0,9 dBi, com RFC = 7,38 dB, mostrados no diagrama de irradiação da Figura 21(b) pela curva em vermelho. Para essa configuração da geometria, houve um deslocamento da

frequência de ressonância, sendo necessário um novo ajuste nas dimensões da estrutura, a qual resultou em $L_{fenda} = 184$ mm e $L_{toco} = 15,1$ mm. Os parâmetros S da geometria otimizada são mostrados na Figura 21(b) através das curvas contínuas. A largura de banda obtida foi de 33,84 MHz, correspondente a 8,44 % da frequência central de operação e o acoplamento entre elementos adjacentes é de $S_{12} \approx S_{14} = -16$ dB. Diante dos resultados apresentados, cabe observar que a inserção dos elementos refletores implicou em uma redução da banda de 42,34 % em relação a rede sem as fitas. No entanto, verifica-se um aumento de 2,34 dB de ganho na direção da terra em relação à mesma.

Figura 21 – Comparação entre os resultados em relação aos (a) parâmetros S e (b) diagrama de irradiação no plano $\phi = 0^\circ$, entre a rede de antenas com e sem refletores instalados.



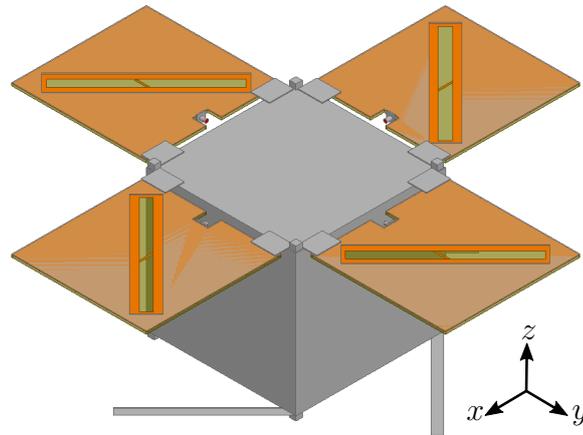
Fonte: Autoria própria.

3.1.5 Rede de Antenas em Fenda Inclinada com Refletores

Com o intuito de investigar a operação da rede de antenas utilizando a técnica de redução da impedância vista pela linha de alimentação através da inclinação da fenda por um ângulo θ , abordada na seção 2.2, um estudo foi realizado a fim de se observar o comportamento eletromagnético do conjunto para uma inclinação de 45° . Além disso, o uso da técnica também objetiva obter uma maior área entre o recorte no plano metálico e as bordas do mesmo, para, então, garantir uma maior resistência mecânica da estrutura. A Figura 22 mostra o modelo eletromagnético do nanossatélite com a rede de antenas, fitas refletoras instaladas e fendas inclinadas em 45° .

Um estudo paramétrico da dimensão dos refletores foi realizado novamente para encontrar um comprimento que melhor atenda às necessidades de apontamento da energia

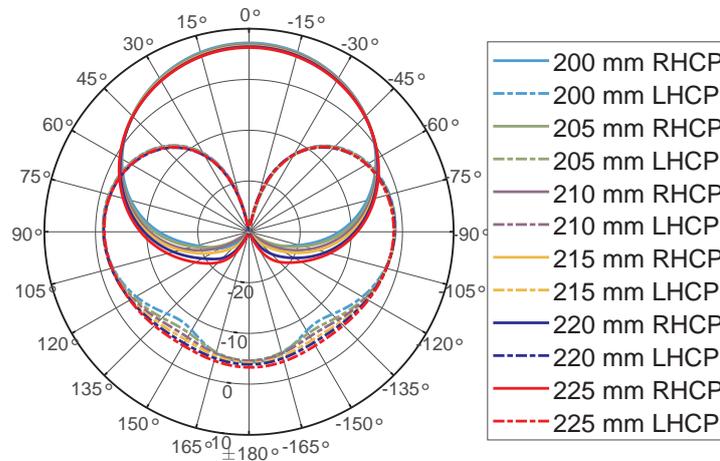
Figura 22 – Redes de antenas em fenda 2 x 2 com ângulo de inclinação $\theta = 45^\circ$.



Fonte: Autoria própria.

para a direção $\theta = 0^\circ$. A Figura 23 mostra o diagrama de irradiação para valores de $L_{refletor}$ entre 200 e 225 mm, apresentando pouca variação entre os valores obtidos.

Figura 23 – Diagrama de irradiação para diversos valores de L_{fenda} .

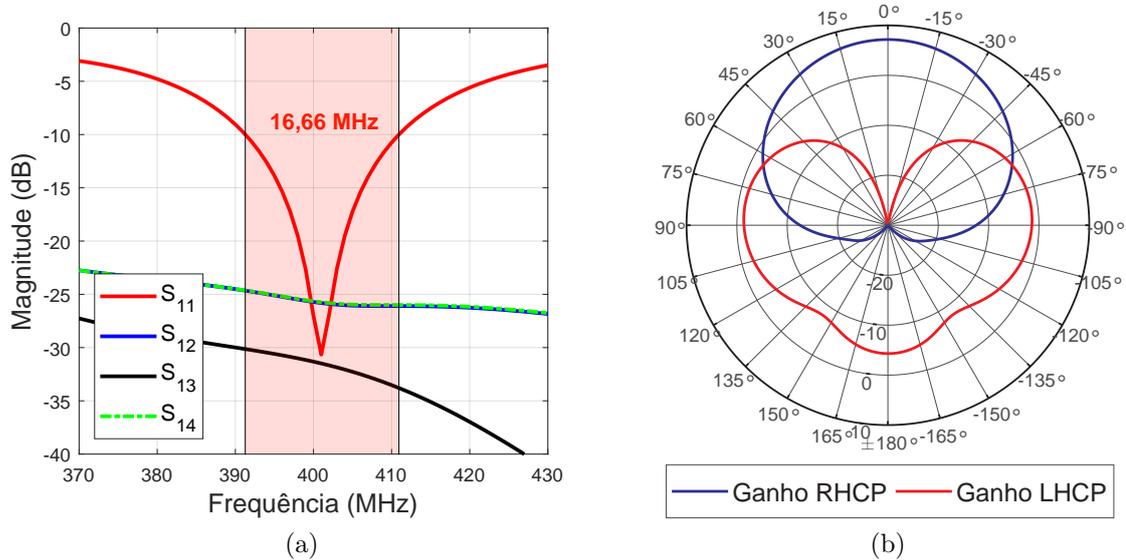


Adotando-se $L_{fenda} = 200$ mm, obteve-se o diagrama de irradiação mostrado na Figura 24(b), onde o ganho na direção de $\theta = 0^\circ$ foi de 7,17 dBi e, em $\theta = 180^\circ$, -4,31 dBi, resultando em uma RFC = 11,48 dB. Para tais medidas, um ajuste nas dimensões da fenda e toco foram necessários para que a ressonância acontecesse em $f = 401$ MHz, resultando nas dimensões de $L_{fenda} = 209,5$ mm e $L_{toco} = 15,8$ mm. A Figura 24(a) mostra os parâmetros S resultantes da geometria em questão. A largura de banda obtida foi de 16,66 MHz, correspondente a 4,15 % da frequência central de operação e o acoplamento entre elementos adjacentes é de $S_{12} \approx S_{14} = -27$ dB.

Portanto, uma análise comparativa entre os resultados obtidos para as estruturas com a fenda inclinada em $\theta = 0^\circ$ e $\theta = 45^\circ$, mostra que, para o segundo caso, houve uma redução de 50,77 % da largura de banda e um aumento de 0,69 dB de ganho em relação

ao primeiro. Além disso, a nova disposição física da estrutura acarretou em uma redução de 11 dB de acoplamento entre os elementos adjacentes.

Figura 24 – (a) Parâmetros S e (b) diagrama de irradiação no plano $\phi = 0^\circ$ da rede de antenas em fenda inclinada.



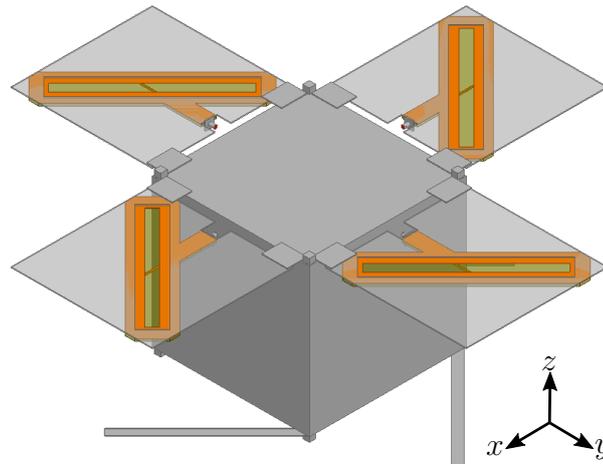
Fonte: Autoria própria.

3.2 Rede de Antenas com Substrato Reduzido

Os requisitos de missão, tratados na seção 2.1, especificam que o nanossatélite deva ter massa entre 1 e 10 kg e um baixo custo de projeto. Para atender a tais necessidades, uma estrutura com o substrato reduzido foi simulada. A redução do dielétrico utilizou como limite bordas de 10 mm além do recorte no plano metálico, de modo a possibilitar o uso de parafusos para fixação da antena na aba. A área do substrato para um único elemento irradiante foi de $143,44 \text{ cm}^2$ e, considerando a altura de 3,18 mm, o volume final obtido, o qual compreende um elemento individual, foi de $V = 46,61 \text{ cm}^3$, resultando em uma redução de 62,93 % em relação à estrutura sem a redução do material. Além disso, em termos de massa, para uma densidade do dielétrico de $3,05 \text{ g/cm}^3$ [31], foi calculado um valor de 142,16 g. Um desvio nos parâmetros S ocasionado pelas modificações da estrutura fez necessários ajustes nas dimensões da fenda e do toco, resultando em $L_{fenda} = 208 \text{ mm}$ e $L_{toco} = 16 \text{ mm}$. A Figura 25 mostra o modelo eletromagnético do nanossatélite com a rede de antenas de substrato reduzido.

Os resultados obtidos apontaram pouca influência da modificação realizada nas características operacionais do conjunto. Os parâmetros S da geometria são mostrados na Figura 26(a). A largura de banda obtida foi de 20,17 MHz, o que corresponde a 5,03 % da frequência do projeto e o acoplamento entre elementos adjacentes resultante é de

Figura 25 – Rede de antenas em fenda 2 x 2 com refletores e substrato reduzido.

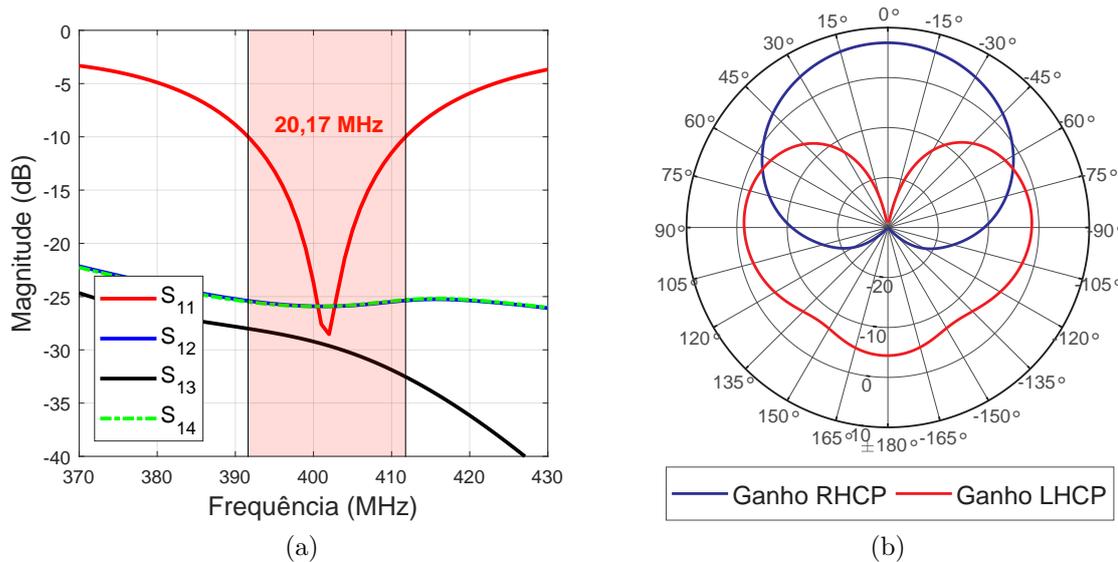


Fonte: Autoria própria.

$S_{12} \approx S_{14} = -27$ dB. Além disso, o ganho obtido na direção $\theta = 0^\circ$ foi de 6,97 dBi e, em $\theta = 180^\circ$, de -4,36 dBi, resultando em uma RFC = 11,33 dB, mostrados no diagrama de irradiação da Figura 26(b).

Portanto, os efeitos devido a modificação realizada acarretaram em uma redução da RFC de 2,16 dB e um aumento da largura de banda de 3,51 MHz.

Figura 26 – (a) Parâmetros S e (b) diagrama de irradiação no plano $\phi = 0^\circ$ da rede de antenas em fenda inclinada com substrato reduzido.



Fonte: Autoria própria.

4 ANTENAS EM FENDA MINIATURIZADA

A miniaturização de antenas é um recurso bastante útil em aplicações que exigem sistemas compactos. Na aplicação em questão, o uso de abas no nanossatélite tem como objetivo, além de servir como suporte para fixação das antenas, a instalação de painéis solares para alimentação dos dispositivos embarcados. Portanto, a busca por redução das dimensões do elemento irradiante podem contribuir com o fornecimento de uma maior área útil disponível, aumento da resistência mecânica da aba, além da redução de custos em função do peso a ser transportado e da quantidade de material utilizado na construção das antenas.

Estudos realizados pelos autores de [33] e [34] mostram que uma técnica simples para a redução das dimensões das antenas é o uso de substratos com alta constante dielétrica (ε_r), fornecendo uma redução das dimensões da estrutura por um fator de $\sqrt{\varepsilon_r}$. Outro estudo realizado pelos autores de [35], apresentam uma proposta para realizar a redução da dimensão física da fenda arbitrariamente através do uso de reatâncias geradas por indutores instalados na região reduzida. Esta segunda técnica será abordada a seguir.

4.1 Miniaturização por Carregamento Reativo

A técnica de miniaturização por carregamento reativo consiste em uma redução arbitrária da dimensão de uma fenda sem realizar alteração do fluxo da corrente magnética ali presente. Para isso, uma carga com impedância X_t , instalada nas extremidades do desbaste, onde houve a redução, é utilizada como forma de compensar essa alteração [35]. A reatância X_t é dada por

$$X_t = Z_s \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda_g} L_1\right), \quad (4.1)$$

em que

$$L_1 = 1/2 \left(\frac{\lambda_g}{2} - L_{fenda} \right) \quad (4.2)$$

e

$$Z_s = 73,6 - 2,15\varepsilon_r + (638,9 - 31,37\varepsilon_r)(W/\lambda_0)^{0,6} + \left(36,23\sqrt{\varepsilon_r^2 + 41} - 225 \right) \left(\frac{W/h}{W/h + 0,876\varepsilon_r - 2} \right) + 0,51(\varepsilon_r + 2,12) \left(\frac{W}{h} \right) \ln \left(\frac{100h}{\lambda_0} \right) - 0,753\varepsilon_r \frac{(h/\lambda_0)}{\sqrt{W/\lambda_0}}, \quad (4.3)$$

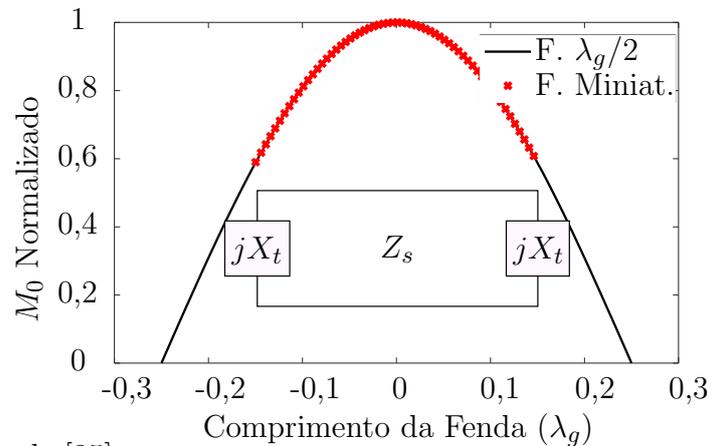
em que Z_s e L_1 são a impedância [3] e o comprimento da carga reativa de uma fenda [35], respectivamente.

Em uma antena em fenda de comprimento $\lambda_g/2$, a distribuição de corrente magnética ao longo do desbaste pode ser expressa como

$$M(x) = M_0 \cos\left(\frac{\pi}{\lambda_g}x\right), \quad (4.4)$$

em que M_0 é a magnitude da corrente magnética e $|x| \leq \lambda_g/4$, um valor arbitrário ao longo da extensão longitudinal da fenda. Essa forma aproximada da distribuição mostra que nas extremidades da fenda há um comportamento similar a um curto-circuito, conforme mostra a curva de cor preta na Figura 27. Portanto, usando um carregamento reativo que sintetize a impedância equivalente vista no ponto em que se realiza a redução, situação ilustrada na Figura 28(b), o comportamento normal de distribuição da corrente permanece inalterado em termos de magnitude, conforme mostra a curva em vermelho na Figura 27, e, com isso, obtém-se a redução do elemento irradiante [35].

Figura 27 – Distribuição da densidade de corrente magnética normalizada em uma fenda, onde a curva preta representa um desbaste de comprimento $\lambda_g/2$ e, em vermelho, à resposta a uma redução arbitrária de sua dimensão com o uso do carregamento reativo.



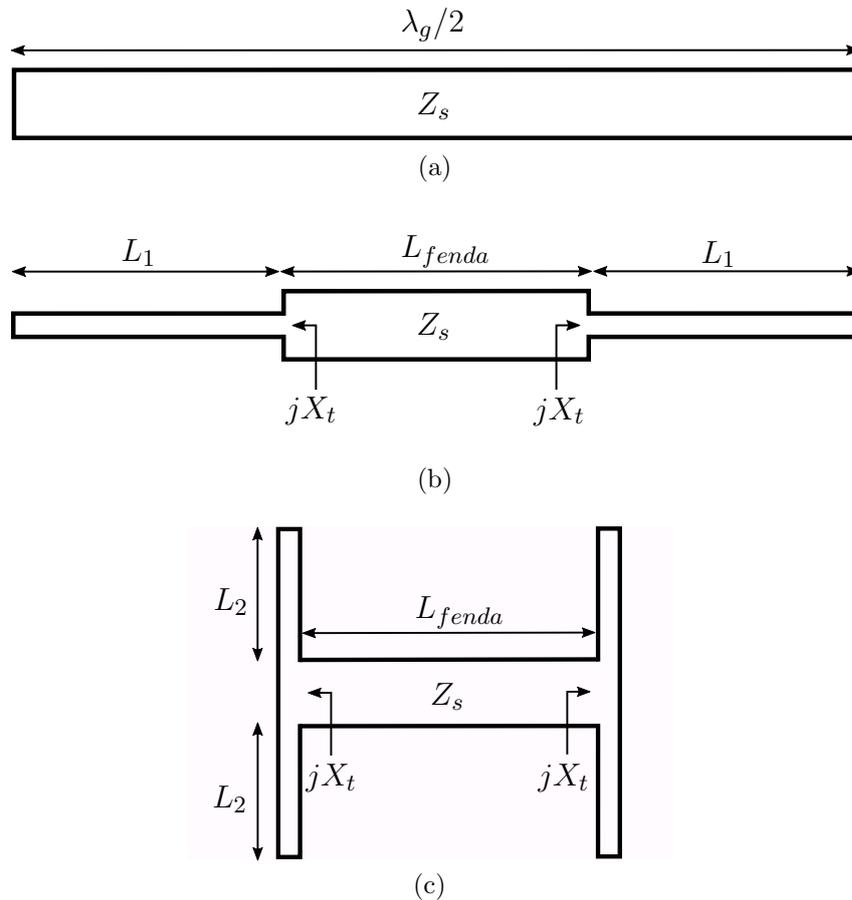
Fonte: Adaptado de [35].

Uma vez que a fenda em uma antena impressa é feita por meio de um desbaste no plano de terra, um indutor concentrado pode ser fisicamente construído por meio de um enrolamento espiral de fendas menores. Além disso, ao invés do uso de somente um indutor recomenda-se o uso de dois, um em cada lado nas duas extremidades da fenda, conforme ilustra a Figura 28(c), formando uma configuração em série com impedância de L_2 equivalente a $X_t/2$. Com essa configuração, as correntes magnéticas que fluem em sentidos opostos cancelam campos opostos, minimizando o efeito de campos próximos das cargas indutivas [35]. A dimensão de um elemento reativo em série (L_2) pode ser encontrada através de

$$L_2 = \arctan\left(\frac{X_t}{2Z_{s1}}\right) \frac{\lambda_{g1}}{2\pi}, \quad (4.5)$$

em que Z_{s1} e λ_{g1} são a impedância característica e o comprimento de onda guiado em L_1 , respectivamente.

Figura 28 – Modelo em linha de transmissão de uma antena em fenda para (a) um comprimento de $\lambda_g/2$, (b) com uma terminação e (c) duas terminações indutivas em série para L_{fenda} arbitrário.



Fonte: Adaptado de [35].

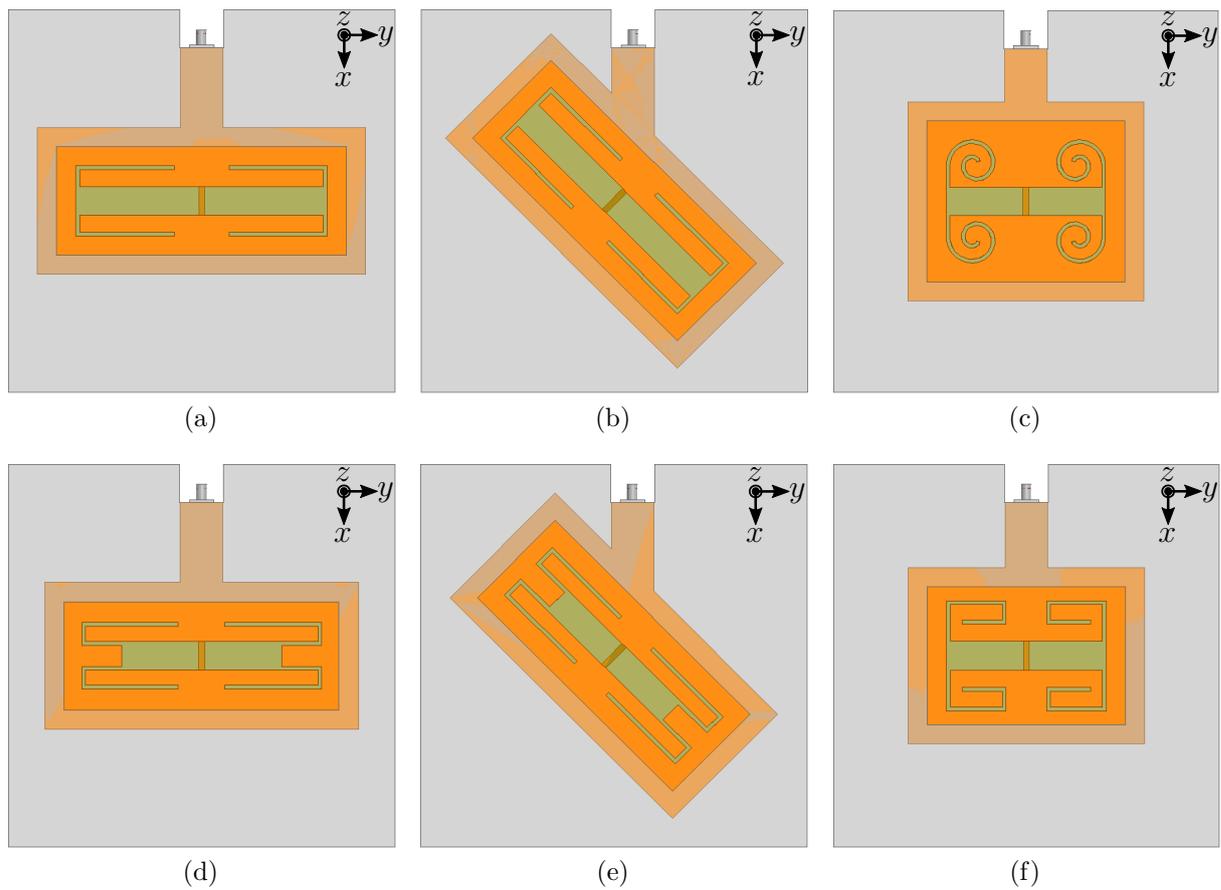
4.2 Análise de Geometrias com Diversos Modelos de Cargas Reativas

Em [35] e [36], os autores utilizam como carregamento reativo fendas em forma de espiral, sintetizando um indutor concentrado. Nesta seção, expandiu-se o estudo para a análise de novas topologias de elementos reativos. Todas as configurações foram analisadas utilizando um nanossatélite 8U e em rede 2 x 2 com fitas refletoras, sob as mesmas circunstâncias que as apresentadas anteriormente no capítulo 3.

Na Figura 29 são apresentados seis elementos irradiantes individuais projetados e instalados em uma aba do nanossatélite. A largura da fenda foi definida como $W = 15$ mm, e seu comprimento escolhido arbitrariamente para cada caso e, a partir disso, buscou-se compensar a redução de L_{fenda} com cargas reativas de comprimento L_2 , duplas e em

série nas extremidades do desbaste. Já a espessura do carregamento, foi definida como $W_{L2} = 2$ mm, também de forma arbitrária. Um sumário das dimensões físicas de cada estrutura é apresentado na Tabela 4.

Figura 29 – Antenas em fenda com carregamento reativo: (a) simples sem inclinação (geometria 1) e (b) inclinada em 45° (geometria 2); (c) utilizando uma espiral de Arquimedes (geometria 3); considerando a disposição de L_2 extrapolando a extensão de L_{fenda} (d) sem inclinação (geometria 4) e (e) inclinada em 45° (geometria 5); (f) utilizando uma espiral retangular (geometria 6).



Fonte: Autoria própria.

Tabela 4 – Dimensões físicas das antenas mostradas na Figura 29.

Estruturas	L_{fenda} (mm)	L_2 (mm)	Volume (cm ³)
Geometria 1	130	59,8	44,50
Geometria 2	130	61,5	44,34
Geometria 3	83	84,31	42,78
Geometria 4	83	78,5	42,46
Geometria 5	83	80	42,38
Geometria 6	83	81	40,31

Em uma análise entre os diferentes modelos de elementos estudados, para os quais foram alterados a dimensão de L_{fenda} , a disposição e o comprimento L_2 dos carregamentos

reativos, foram observados resultados operacionais bastante distintos em relação à banda e ganho, os quais são mostrados na Tabela 5. Entre as geometrias 1 e 2, e, 4 e 5, a rotação da fenda em um ângulo de 45° implicou em uma significativa redução da largura de banda (do inglês, *Bandwidth* - BW) de aproximadamente 48 %. Entretanto, entre as antenas 1 e 2 houve um aumento de ganho na ordem de 41 %. Para as geometrias 3 e 6, os resultados operacionais apresentaram um comportamento inferior aos demais casos estudados. Além disso, a redução da dimensão de L_{fenda} de 130 mm para 83 mm resultou em um aumento da dimensão L_2 , porém sem reduções significativas de volume e, conseqüentemente, de massa, entre as diferentes antenas avaliadas.

Tabela 5 – Comparação dos resultados para as geometrias de antenas propostas e instaladas no nanosatélite em rede 2 x 2.

Estruturas	Massa (g)	BW (MHz)	Ganho 0° (dB)	RFC (dB)
Geometria 1	135,73	10,04	5,45	9,83
Geometria 2	135,53	5,22	7,37	13,53
Geometria 3	130,49	3,96	4,74	9,98
Geometria 4	129,50	8,04	5,19	9,55
Geometria 5	129,26	4,37	6,33	9,6
Geometria 6	123,00	3,09	4,71	10,02

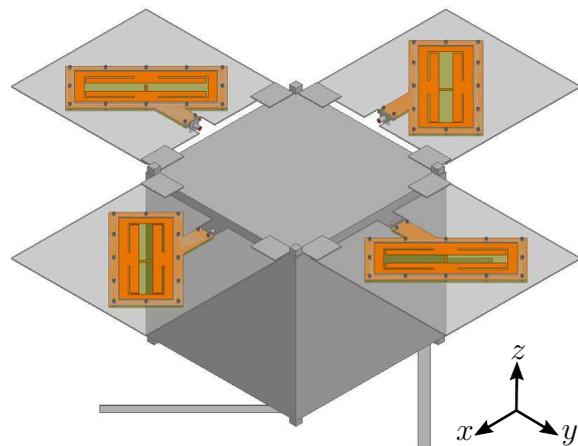
Fonte: Autoria própria.

Após o desenvolvimento das análises acima descritas, buscou-se realizar a escolha de um modelo geométrico de antena em função da massa, banda operacional, ganho e RFC para, então, realizar a etapa de construção de um elemento simples, a qual tem a finalidade de verificar a coerência entre os resultados simulados e medidos, bem como a realização de ajustes como a caracterização de forma mais precisa da constante dielétrica do substrato e as adaptações físicas em função das imprecisões oriundas do processo de fabricação disponível na UNIPAMPA.

Entre os modelos desenvolvidos, a antena que apresentou melhores resultados em termos de ganho e RFC, foi a geometria 2. Entretanto, a banda operacional e o volume, conseqüentemente, a massa, ocuparam uma posição razoável dentre as demais topologias. Portanto, para fins de análise mais próxima à construção prática, a estrutura foi novamente simulada considerando a adição de parafusos para união entre o dielétrico e a aba, instalados ao redor do recorte no plano metálico, conforme mostra a Figura 30.

Os parâmetros S da geometria são mostrados na Figura 31(a). A largura de banda obtida foi de 5,22 MHz, correspondente a 1,30 % da frequência central de operação, 2,61 vezes maior que o necessário para o projeto, e o acoplamento entre elementos adjacentes é de $S_{12} \approx S_{14} = -17,8$ dB. O diagrama de irradiação é mostrado na Figura 31(b), onde o ganho obtido em $\theta = 0^\circ$ foi de 7,36 dBi e, em $\theta = 180^\circ$, -6,16 dBi, resultando em uma relação frente-costa RFC = 13,52 dB.

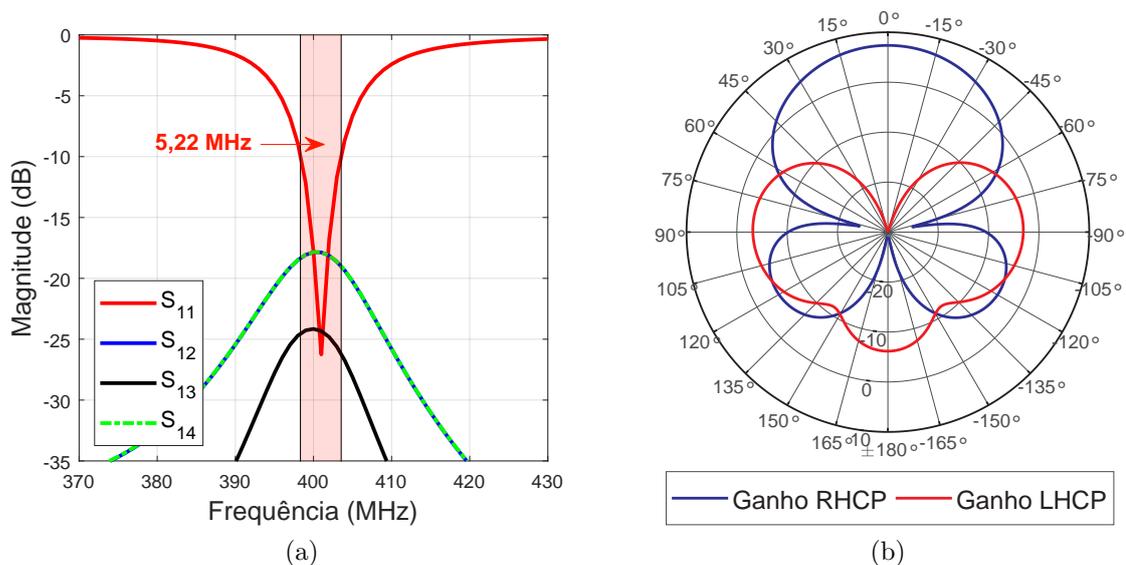
Figura 30 – Rede de antenas miniaturizadas instaladas no nanossatélite com adição de parafusos para fixação das antenas nas abas.



Fonte: Autoria própria.

Após as simulações e análises dos resultados, pôde-se perceber que o uso dos parafusos não acarretou em variações significativas nos resultados operacionais em relação aos apresentados na Tabela 5. Dessa forma, este fato entra em consonância com o estudo realizado na subseção 3.1.2 do capítulo 3, o qual mostrou que, para distâncias além de 10 mm em relação aos desbastes no plano de terra, há pouca influência de elementos de pequenas dimensões adicionados nessa região.

Figura 31 – (a) Parâmetros S e (b) diagrama de irradiação da rede de antenas miniaturizadas e instaladas no nanossatélite com adição de parafusos para fixação.



Fonte: Autoria própria.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para fins de validação dos estudos realizados, foi desenvolvido o protótipo da estrutura escolhida no capítulo 4. Inicialmente, prototipou-se um modelo de engenharia de um nanossatélite 8U para posterior instalação de uma antena. Em seguida, um protótipo de um elemento simples de uma estrutura miniaturizada foi desenvolvido. Nessa etapa foi realizada uma análise dos resultados operacionais a fim de realizar possíveis ajustes em função de eventuais discordâncias entre os resultados medidos e simulados. Por fim, após as modificações necessárias terem sido realizadas, foi prototipado um elemento de uma rede 2 x 2 com a fenda miniaturizada e, em seguida, integrado ao nanossatélite, onde medidas do coeficiente de reflexão ($|\Gamma|$) foram feitas para uma comparação e validação dos resultados obtidos através das simulações eletromagnéticas.

5.1 Construção da Maquete de Nanossatélite

A construção da maquete de nanossatélite foi dividida nas seguintes etapas:

- cortes das barras de aço que compõem o chassis;
- soldagem para formação estrutural do cubo;
- recortes das chapas de aço galvanizado para a formar a cobertura física do nanossatélite;
- perfuração e fixação das chapas;
- instalação das abas e fitas metálicas refletoras no cubo.

Inicialmente foram cortadas quatro hastes com dimensão 227 mm e doze hastes com comprimento de 226,3 mm para a construção estrutural do cubo. Após esta etapa, foi realizado o processo de soldagem, o qual é responsável pela união das hastes e da garantia de resistência e sustentação do chassis. A Figura 32 mostra o esquadro inicial e a geometria cúbica formada.

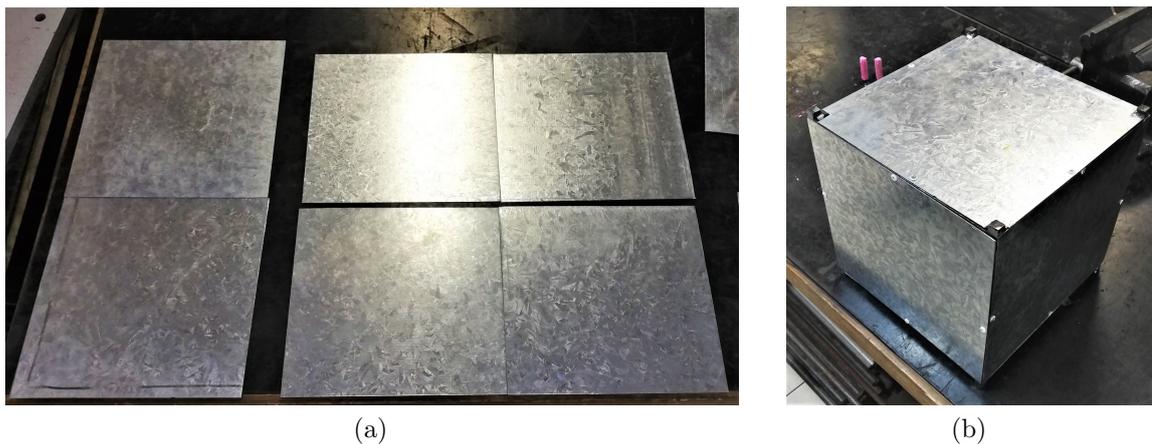
O segundo passo foi a realização de recortes em uma placa de aço galvanizado com as dimensões laterais do cubo. Dois tamanhos foram utilizados na cobertura: um para as faces superior e inferior, com área de 222,3 x 222,3 cm² e o outro, para as laterais, com área de 222,3 x 211 mm². As chapas resultantes são mostradas na Figura 33(a). Algumas adaptações foram necessárias para cobrir o chassis, dentre as quais destacam-se a correção das dimensões devido às imprecisões do recorte e ajustes nos cantos das faces superior e inferior em função das hastes de apoio. Em seguida, para a fixação das placas com rebites, foram realizados diversos furos passantes com diâmetros de 3 mm entre as chapas e os vértices do cubo. A Figura 33(b) mostra o resultado obtido com os procedimentos acima descritos.

Figura 32 – Base estrutural do nanossatélite. (a) Esquadro inicial e (b) chassi cúbico.



Fonte: Autoria própria.

Figura 33 – (a) Chapas de latão e (b) estrutura cúbica coberta.



Fonte: Autoria própria.

Em função do desenvolvimento em sua maior parte artesanal, foram observadas algumas deformações sutis na estrutura em relação ao esperado. Devido ao processo de soldagem envolver altas correntes elétricas e temperaturas elevadas, o contato entre o eletrodo e o aço forçou um desalinhamento das barras e, com isso, houve erros da ordem de milímetros nas dimensões finais da maquete.

Um segundo erro foi observado durante a fixação das placas no chassi cúbico. Uma vez que a espessura da chapa é de 1,2 mm, foi observado um leve empenamento, implicando na criação de pequenas frestas entre o plano e o chassi. Esse fato é atribuído às forças aplicadas sobre as peças durante o manuseio em função dos procedimentos de corte e perfuração.

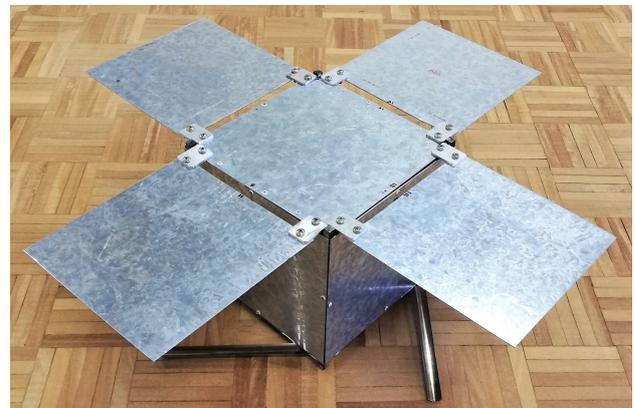
Por fim, foram instalados os refletores na base do nanossatélite. Para isso, fitas flexíveis de aço foram ligadas à estrutura por meio de uma solda realizada com estanho.

Além disso, furos com diâmetros de 12 mm foram feitos nas quatro laterais perpendiculares às abas, os quais tem por objetivo servirem como via de acesso para os cabos de alimentação fazerem a ligação entre os elementos irradiantes e um sistema híbrido de distribuição do sinal, situado dentro do cubo. Na face traseira da estrutura, uma abertura circular com diâmetro de 18 mm foi feita para ser utilizada em um suporte durante as medidas do protótipo. Finalmente, pequenas placas de alumínio com dimensão de $35 \times 25 \times 3 \text{ cm}^3$ foram utilizadas para ligar as abas à estrutura. A Figura 34 mostra os refletores instalados com os furos feitos nas laterais do cubo e a estrutura completa do nanossatélite finalizada.

Figura 34 – Nanossatélite 8U finalizado. (a) Vista inferior sem as abas e (b) superior, completa.



(a)



(b)

Fonte: Autoria própria.

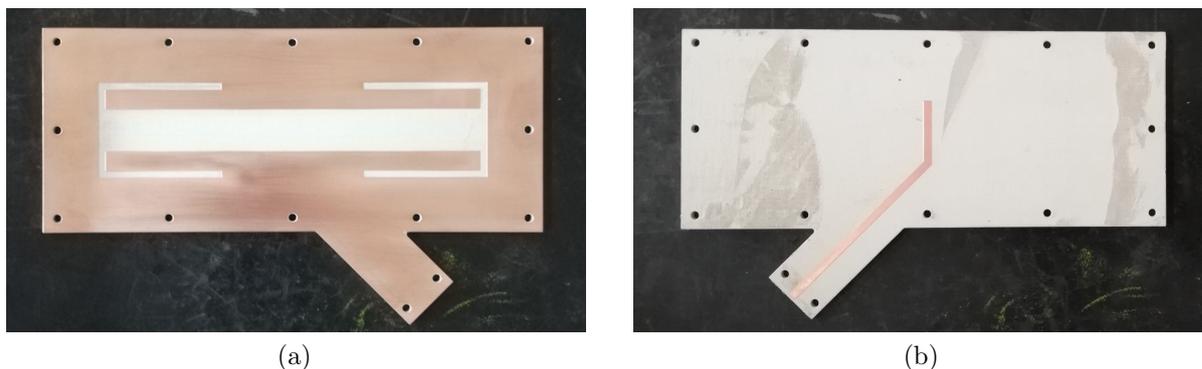
5.2 Protótipo de um Elemento Simples

Nesta etapa, foi desenvolvido um protótipo de um elemento simples projetado utilizando a técnica de miniaturização por carregamento reativo. A antena escolhida foi a Geometria 2, apresentada na seção 4.2 do capítulo 4, a qual teve o melhor desempenho em termos de ganho, RFC, área e largura de banda razoável entre as demais.

O protótipo de antena foi desenvolvido utilizando as dimensões $L_{fenda} = 130 \text{ mm}$, $L_2 = 61,5 \text{ mm}$ e $L_{toco} = 10,5 \text{ mm}$. Nas bordas do substrato, foram feitos furos passantes com uma broca de 3 mm de diâmetro, os quais servirão para a união do elemento irradiador aos planos metálicos que formam as abas do nanossatélite. A Figura 35 mostra o protótipo da antena construída.

Para a construção do plano de metal, onde se instala o elemento irradiante, foi utilizada uma chapa de aço galvanizado, a qual tem uma cobertura formada pelo elemento químico zinco em sua composição material. Em uma placa de $20 \times 20 \text{ cm}^2$, foram marcados os locais a serem recortados e furados para a instalação do substrato. Por meio do uso de uma furadeira de bancada, foram feitos os furos iniciais no centro do plano para, com isso,

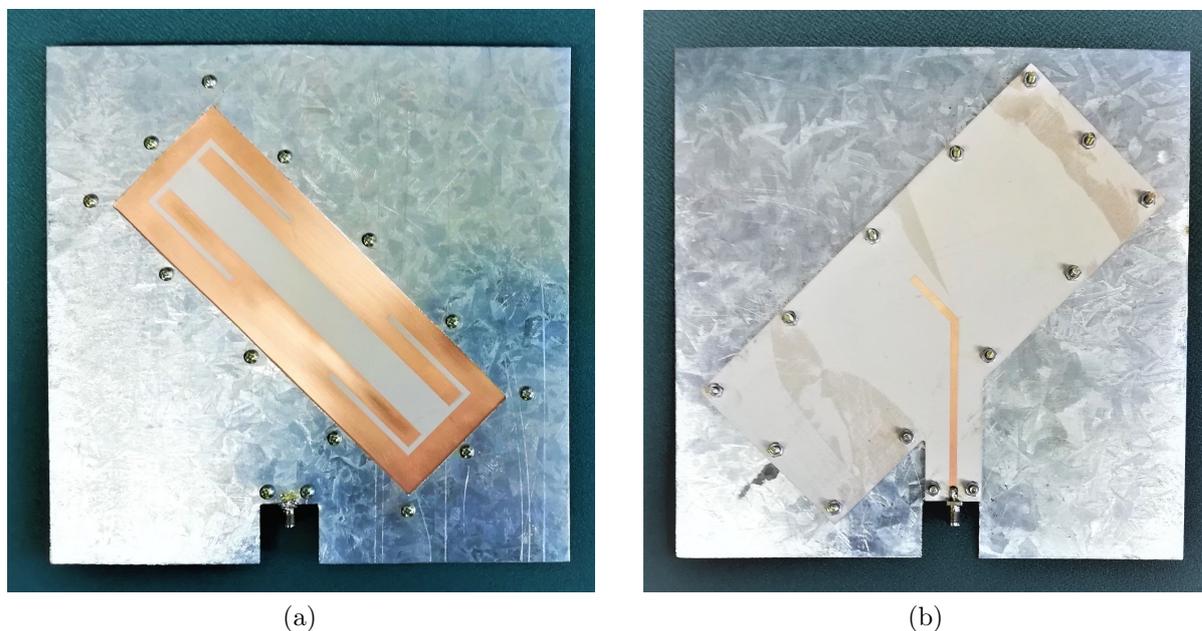
Figura 35 – Protótipo de um elemento simples em vista (a) superior e (b) inferior.



Fonte: Autoria própria.

conseguir utilizar uma serra para o recorte da região onde fica a fenda. Após realizados os cortes, os acabamentos foram feitos utilizando uma lima para aço. Além disso, foi realizado um recorte com dimensão de aproximadamente $2 \times 2 \text{ cm}^2$ em uma das laterais da chapa para a instalação do conector de alimentação da antena. O resultado dos procedimentos acima descritos e com o substrato já instalado são mostrados na Figura 36.

Figura 36 – Protótipo instalado em um plano metálico em vista (a) superior e (b) inferior.



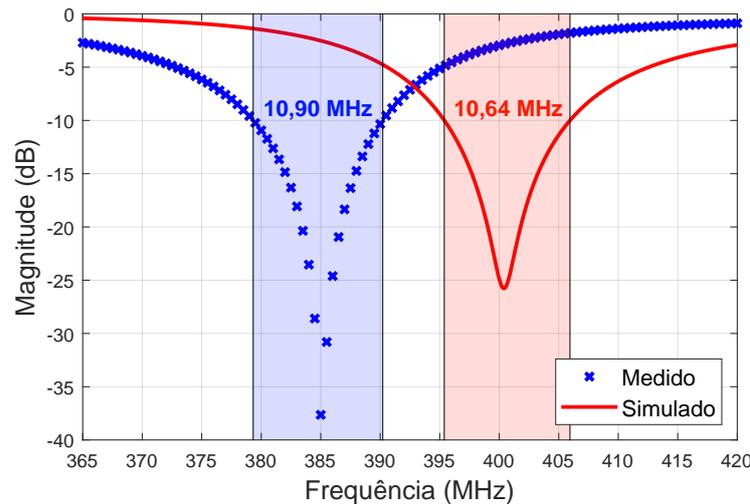
Fonte: Autoria própria.

5.3 Validação do Protótipo de um Elemento Simples

Após a construção da antena, conforme descrito na seção 5.2, foi realizada a medida do coeficiente de reflexão para verificar se os resultados operacionais do protótipo

estavam em consonância com a estrutura simulada. Para isso, foi utilizado um Analisador de Redes Vetorial (do inglês, *Vector Network Analyzer* - VNA). Para fins de comparação, foram plotadas as curvas para os resultados medido e simulado, as quais são mostradas na Figura 37 nas cores azul e vermelha, respectivamente.

Figura 37 – Coeficiente de reflexão medido do protótipo de um elemento simples com miniaturização por carregamento reativo.



Fonte: Autoria própria.

No coeficiente de reflexão apresentado para o resultado simulado, a largura de banda obtida, considerando como critério $|\Gamma| \leq -10$ dB, foi de 10,64 MHz com ressonância em $f = 401$ MHz. Para o resultado medido, é possível observar que houve um deslocamento em frequência de 16 MHz, estando, a ressonância, situada em $f = 385$ MHz com largura de banda de 10,9 MHz, bastante próxima à simulada.

Durante a avaliação das possíveis causas para o deslocamento em frequência do protótipo, algumas possibilidades podem ser destacadas:

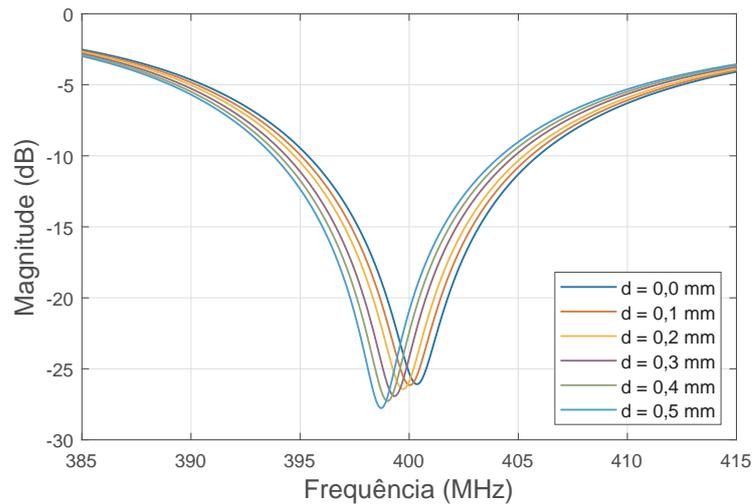
1. possíveis erros de prototipação em relação às dimensões dos desbastes;
2. constante dielétrica com valor diferente do utilizado nas simulações;
3. deslocamento da chapa de aço galvanizado em relação ao elemento irradiador e;
4. parafusos com comprimento maior do que o simulado.

Iniciando as avaliações pelo item 1, foram realizadas medidas nas dimensões do protótipo em geral. Nessa etapa, foi constatado que as dimensões da fenda haviam sido aumentadas por um comprimento de 0,4 mm, tanto em L_{fenda} quanto em L_2 . A causa desse erro foi a configuração equivocada da prototipadora para o desbaste, no qual a broca foi passada no lado externo dos limites da fenda, resultando em um acréscimo do diâmetro da broca $d = 0,2$ mm nas dimensões finais. Para avaliar esse efeito, simulações

computacionais foram realizadas aumentando-se L_{fenda} , L_2 , W e W_{L2} em valores entre $d = 0$ e $0,5$ mm.

Os resultados do estudo são mostrados na Figura 38, na qual é possível notar que, para maiores valores de d , há um deslocamento da curva na direção de frequências inferiores. Entretanto, a mudança foi pouco significativa em comparação com os valores medidos.

Figura 38 – Estudo paramétrico do aumento da dimensão da fenda em um valor d .



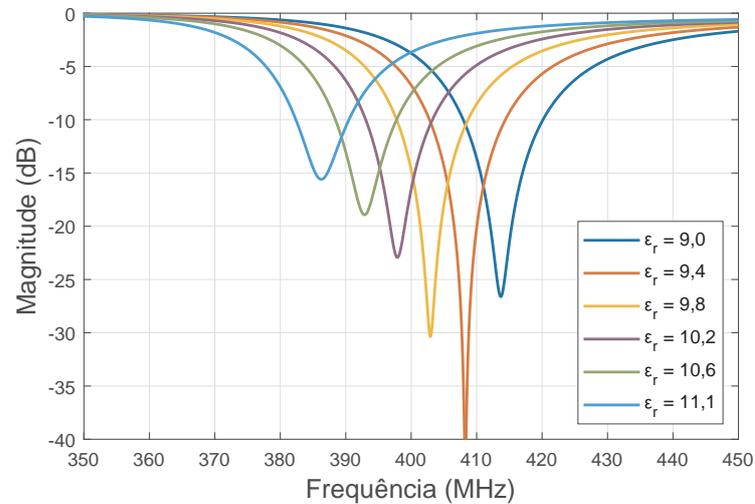
Fonte: Autoria própria.

No item 2, a possibilidade de a constante dielétrica empregada nas simulações estar diferente do material utilizado no protótipo foi considerada, pois, conforme mencionado na introdução do capítulo 4, a mudança desse valor implica na alteração das dimensões efetivas da antena e, conseqüentemente, na frequência em que ela ressona. Dessa forma, um estudo paramétrico variando ϵ_r com valores entre 9 e 11 foi feito, extrapolando os valores dados no *datasheet* ($\epsilon_r = 10 \pm 0,5$).

Os resultados do estudo são mostrados na Figura 39. No gráfico em questão, é possível observar que a cada 0,4 de variação de ϵ_r há um salto significativo entre frequências, com valor próximo a $\Delta f = 6$ MHz. Além disso, para $\epsilon_r = 11,1$ obtém-se ressonância na frequência dos resultados medidos no protótipo. No entanto há duas considerações a serem feitas: $\epsilon_r = 11,1$ é um valor fora da tolerância informada no *datasheet* do material e, mesmo com esse valor, não houve um bom casamento de impedância como nos resultados da antena construída, na qual obteve-se $|\Gamma| = -37,7$ dB em $f = 385$ MHz. Portanto, esse parâmetro se mostrou um forte candidato para justificativa parcial da discrepância entre os resultados medidos e simulados.

Para o item 3, considerou-se a possibilidade do deslocamento do substrato em relação à chapa galvanizada ser causador de alterações nos resultados. Durante a construção da placa, um erro na posição de um gabarito utilizado para realizar os recortes causou um deslocamento do elemento irradiante de $D = 4$ mm na direção de $+x$, variável indicada

Figura 39 – Estudo paramétrico para os valores da constante dielétrica do substrato utilizado (Taconic CER-10).

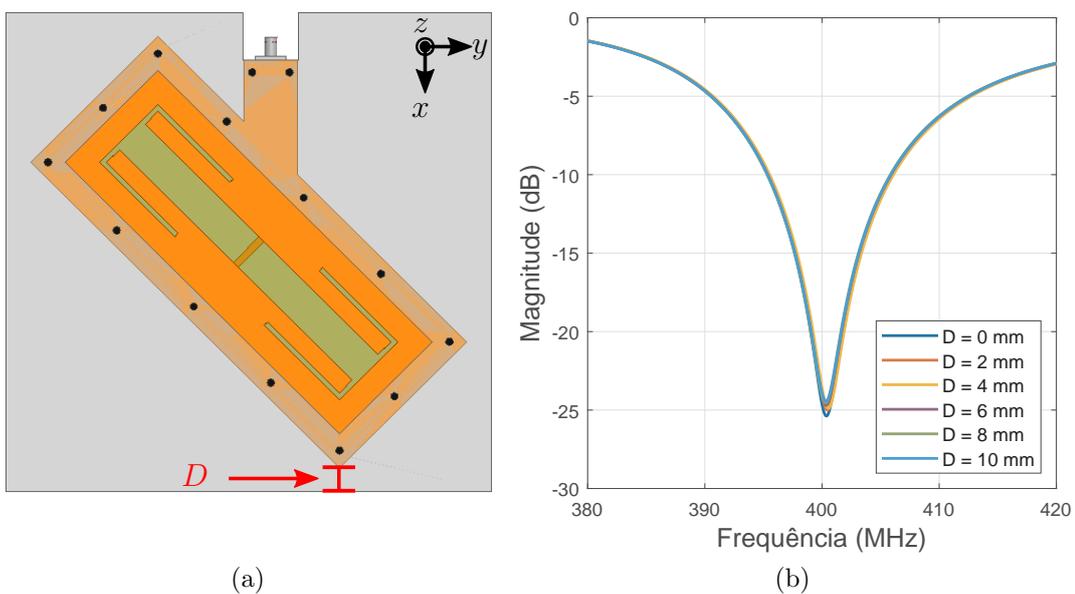


Fonte: Autoria própria.

na Figura 40(a). Para avaliar a influência dessa alteração no coeficiente de reflexão, foi realizado um estudo paramétrico considerando o uso de valores entre $D = 0$ e 10 mm.

Os resultados do estudo são mostrados na Figura 40(b), na qual é possível observar que a variação das medidas do deslocamento surtem pouca influência nos resultados operacionais, resultando em curvas praticamente sobrepostas. Portanto, conclui-se que essa influência é desprezível nos resultados do protótipo.

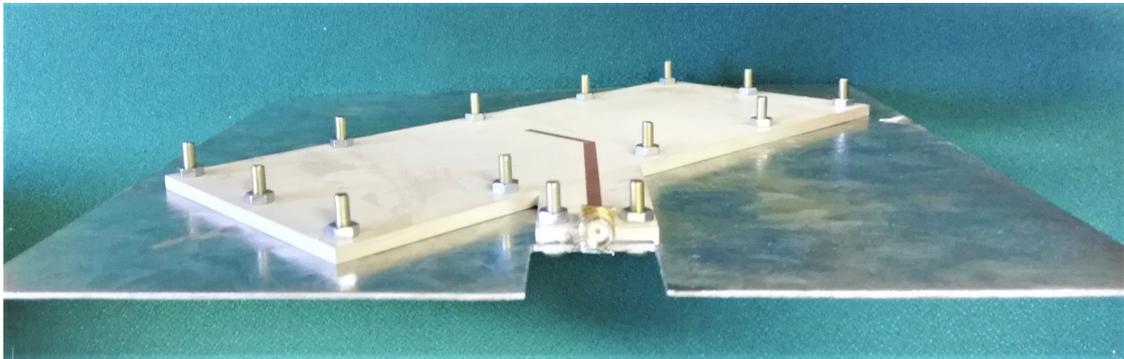
Figura 40 – (a) Antena miniaturizada com carga reativa e (b) resultados de um estudo paramétrico para o deslocamento do elemento irradiante em uma dimensão D .



Fonte: Autoria própria.

No item 4, foi considerada a possibilidade de os parafusos utilizados, devido ao seu comprimento maior que o simulado, poderem influenciar de alguma forma a impedância de entrada da antena. Na Figura 41 uma foto de uma perspectiva que apresenta os parafusos da estrutura é mostrada. Entretanto, essa hipótese foi descartada pois, após algumas simulações, considerando a alteração do comprimento dos parafusos, os resultados implicaram em alterações desprezíveis no coeficiente de reflexão quando comparados à estrutura sem essa modificação. Além disso, esse fato reforça o estudo apresentado na subseção 3.1.2 do capítulo 3, no qual foi observado que, para distâncias além de 10 mm das margens da fenda, eventuais alterações na geometria surtem efeitos desprezíveis em sua operação.

Figura 41 – Protótipo de um elemento simples com vista para os parafusos de fixação.



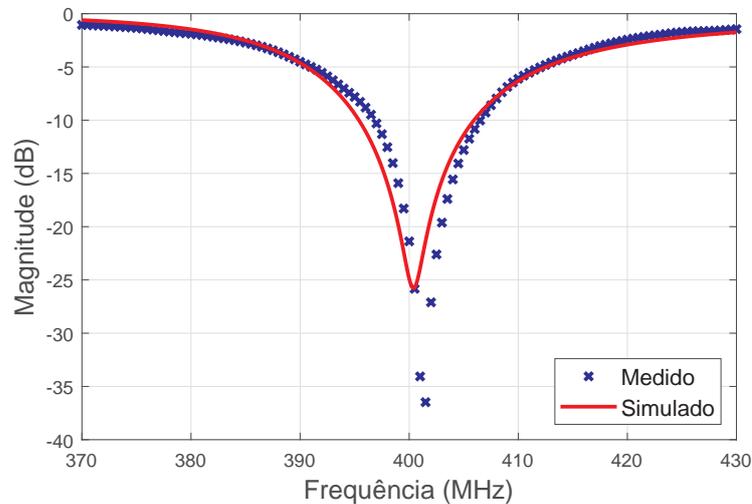
Fonte: Autoria própria.

Uma vez que as possíveis variáveis que poderiam influenciar na diferença entre os resultados medidos e simulados foram estudadas, um novo protótipo foi desenvolvido considerando uma correção nos dois fatores de maior impacto avaliados, sendo eles: o processo de fresagem realizado pela prototipadora e a alteração do valor da constante dielétrica para $\epsilon_r = 11,1$. Com as modificações realizadas, ajustes foram feitos nas dimensões da estrutura para corrigir o desvio de frequência decorrente da nova configuração. As novas dimensões obtidas são: $L_{fenda} = 140$ mm, $L_2 = 51,5$ mm e $L_{toco} = 9,9$ mm. O coeficiente de reflexão do protótipo otimizado é mostrado na Figura 42, no qual foi obtida uma magnitude de -34,2 dB em $f = 401$ MHz. A largura de banda resultante foi de 9,7 MHz, correspondente a 2,42 % da frequência central de operação e 0,94 MHz abaixo do resultado simulado. Com isso, pode-se observar que a variável de maior influência do erro obtido no primeiro protótipo foi a constante dielétrica do material, sendo esta caracterizada com um valor de 0,6 acima da tolerância dada no *datasheet*.

5.4 Protótipo de um Elemento da Rede e Integração ao Nanossatélite

Para fins de análise de uma antena integrada ao nanossatélite, dado que o comportamento eletromagnético do conjunto é alterado em relação ao elemento isolado, uma nova

Figura 42 – Coeficiente de reflexão medido do protótipo da antena em fenda com carregamento reativo considerando as correções na constante dielétrica e no processo de fresagem.



Fonte: Autoria própria.

estrutura em fenda miniaturizada foi otimizada. Para isso, um elemento que compõe a rede de antenas 2 x 2, apresentada na seção 4.2 do capítulo 4, foi considerado. O procedimento para a construção é similar ao apresentado na seção 5.2.

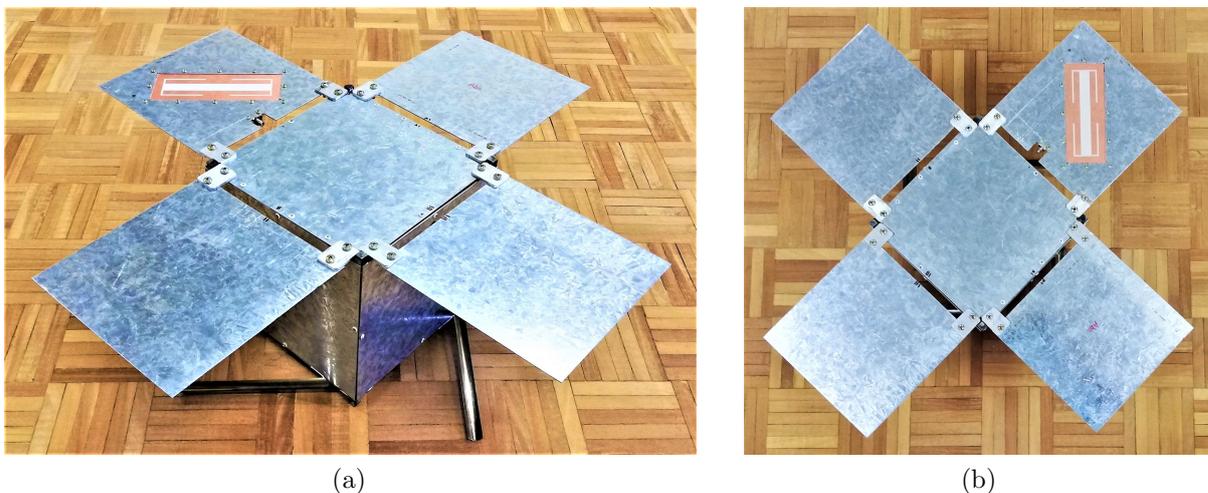
Conforme visto na seção 5.2, a constante dielétrica do substrato empregado neste trabalho pode variar para além dos limites dados no *datasheet*. Considerando tal fato e otimizando os processos de prototipação em função dos erros observados, uma nova antena foi construída. Devido às alterações realizadas, novos ajustes nas dimensões do carregamento reativo e toco foram feitos, os quais resultaram em $L_2 = 58,2$ mm e $L_{toco} = 8,2$ mm. Além disso, as modificações implicaram em uma redução do volume total de um elemento irradiante para $V = 43,47$ cm³. O protótipo da antena integrado à maquete do nanossatélite é mostrado na Figura 43.

5.5 Validação dos Resultados de um Elemento Integrado ao Nanossatélite

Após a construção de um elemento da rede de antenas e integração ao nanossatélite, uma medida do coeficiente de reflexão foi realizada com a finalidade de verificar a consonância com os resultados simulados. Para isso, de maneira análoga à utilizada na seção 5.3, foi utilizado um VNA com o *setup* mostrado na Figura 44. A curva obtida para o coeficiente de reflexão medido é comparada com a simulada na Figura 45, onde pode-se observar que a ressonância do protótipo aconteceu na frequência $f = 391$ MHz. Houve deslocamento de 10 MHz em relação à curva simulada e largura de banda de 5,1 MHz (0,2 MHz acima do valor simulado).

Para início das avaliações sobre a causa do desvio em frequência, medidas diversas

Figura 43 – Elemento de uma rede 2 x 2 integrado ao nanossatélite. Vista em perspectiva (a) isométrica e (b) superior.



Fonte: Autoria própria.

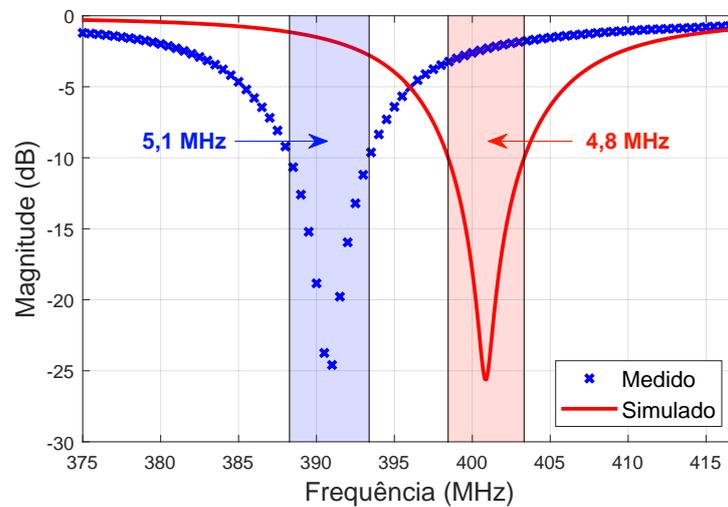
Figura 44 – *Setup* de medidas para extração do coeficiente de reflexão.



Fonte: Autoria própria.

e testes de condutividade no conjunto formado pela antena e nanossatélite foram realizados. Com isso, observou-se erros da ordem de 1 e 3 mm para as dimensões gerais da estrutura. Além disso, em função da exigência computacional e o elevado tempo para as simulações, materiais ideais foram utilizados para as partes metálicas do conjunto simulado. Portanto, algumas hipóteses foram consideradas:

Figura 45 – Coeficiente de reflexão medido e simulado para um elemento de uma rede instalado no nanossatélite.



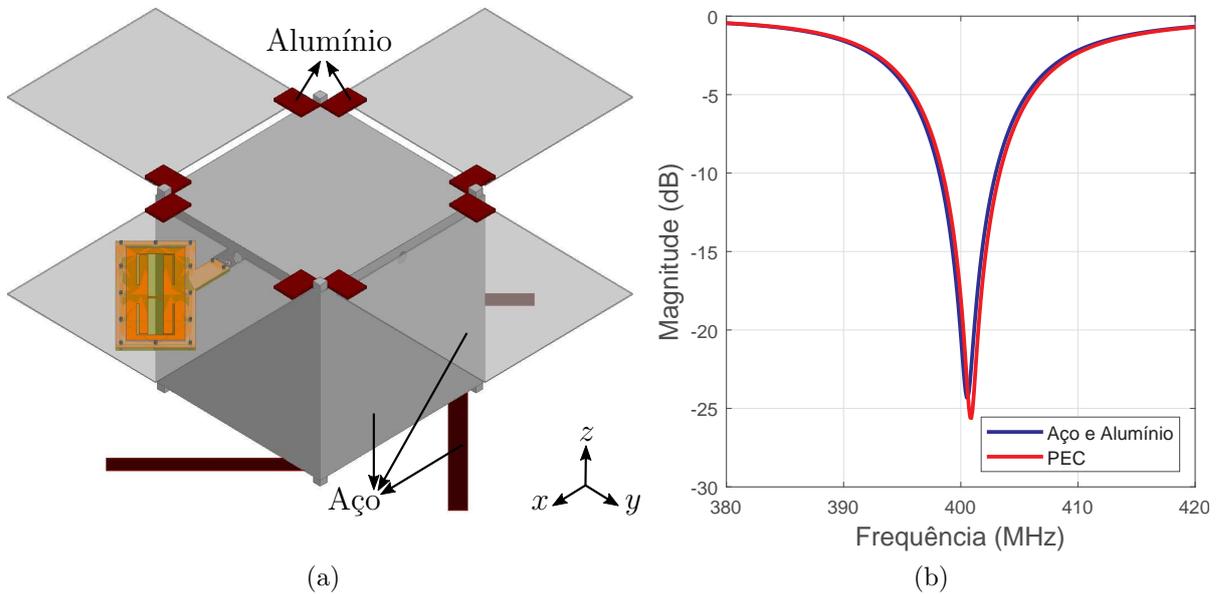
Fonte: Autoria própria.

1. Os materiais usados na simulação não foram os mesmos empregados na construção da estrutura;
2. deslocamento dos refletores em relação à antena;
3. imprecisão da distância das abas do nanossatélite em relação ao cubo e;
4. imprecisão da inclinação dos refletores.

No item 1, a hipótese de que a diferença dos materiais usados no protótipo em relação aos simulados foi considerada. As simulações eletromagnéticas aumentam a exigência do poder computacional em função do aumento da complexidade da estrutura simulada e, com isso, quanto mais detalhes, mais tempo é gasto no processamento dos dados. Para contornar esse efeito, utilizaram-se geometrias básicas nas simulações, sendo que, para as partes metálicas, foi considerado o uso de condutores elétricos perfeitos (do inglês, *Perfect Electric Conductor* - PEC). Uma nova simulação foi feita modificando-se os materiais da estrutura a fim de aproximar a simulação eletromagnética às condições práticas. A Figura 46(a) mostra na geometria a indicação dos novos materiais substituídos em alternativa ao PEC. Na Figura 46(b) é mostrado o coeficiente de reflexão para o caso em que é empregado o material PEC em comparação com o uso de aço e alumínio. É possível observar que houve um deslocamento na frequência de 0,5 MHz, o que indica um impacto pouco significativo em relação ao desvio na medida do protótipo.

Já no item 2, uma possível influência do deslocamento dos refletores foi considerada, uma vez que houve erros de posicionamento com valores entre 1 e 3 mm. Para isso, um estudo paramétrico foi realizado variando-se o afastamento dos refletores d_R , em relação a suas posições originais de 0 a 10 mm. Na Figura 47(a) é mostrada uma vista inferior do nanossatélite com a indicação da variável estudada d_R . As curvas dos coeficientes de

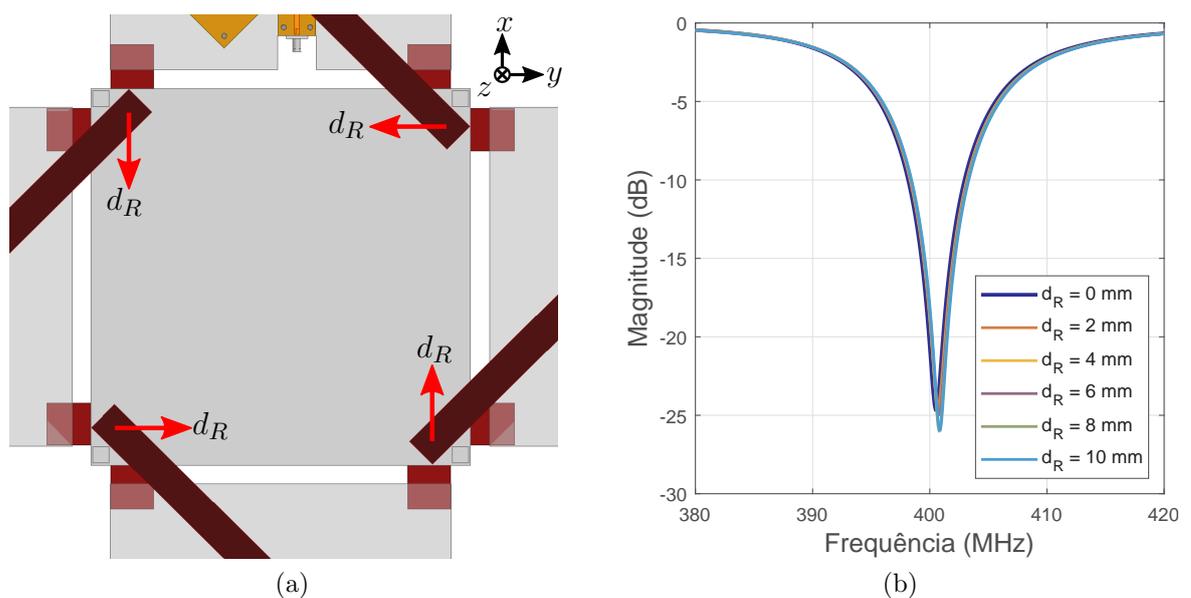
Figura 46 – (a) Nanossatélite 8U com uma antena instalada e (b) comparação do coeficiente de reflexão para a alteração dos materiais utilizados.



Fonte: Autoria própria.

reflexão são mostradas na Figura 47(b). Os resultados mostrados indicam que o efeito dessa variável no desvio de frequência é desprezível.

Figura 47 – (a) Vista inferior do nanossatélite (b) coeficiente de reflexão para o estudo paramétrico de d_R .

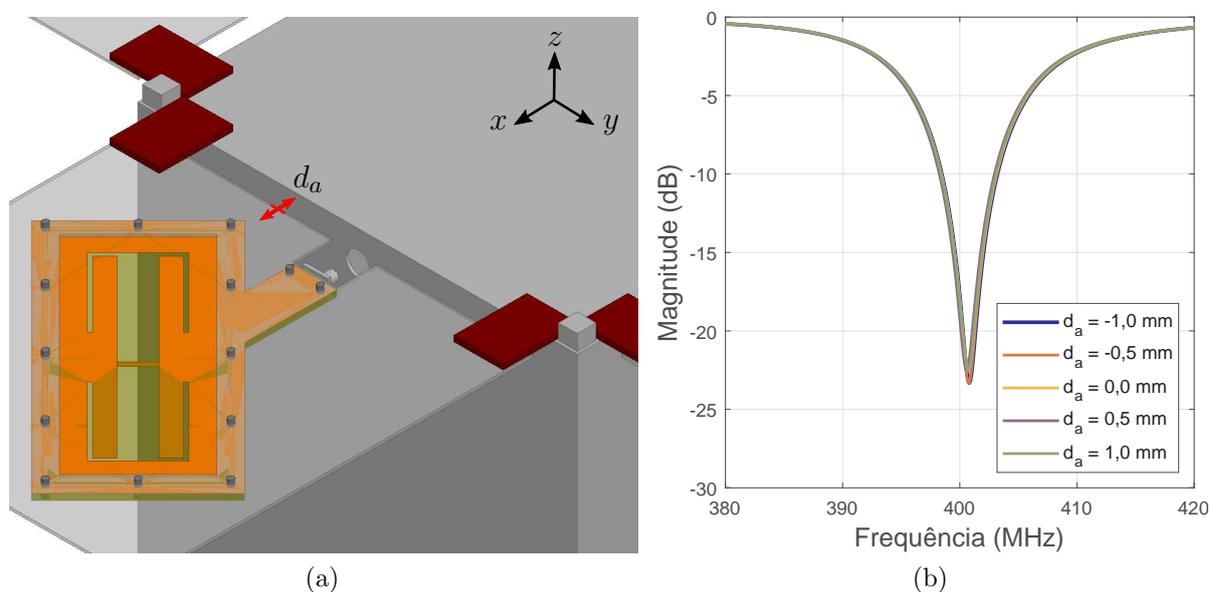


Fonte: Autoria própria.

No item 3 foi considerado que a distância das abas em relação ao nanossatélite

pudesse influenciar no desvio da frequência de ressonância. Essa hipótese foi levada em consideração devido à existência de uma fenda formada entre a aba e a estrutura, limitada pelas pequenas placas que fazem a ligação mecânica do conjunto. Em medidas feitas na estrutura, foi observado que o protótipo apresentava variações da ordem de poucos milímetros nas distâncias em questão. Portanto, um estudo paramétrico foi realizado na extensão do espaçamento d_a entre a aba e o cubo, para o qual considerou-se um desvio em relação ao valor nominal (1,1 cm) de -1 a 1 mm. A Figura 48(a) indica a variável estudada no nanossatélite. Na Figura 48(b) os resultados são apresentados, onde pode-se observar que, para os valores da análise, a influência no desvio na frequência é desprezível.

Figura 48 – (a) Vista de perspectiva isométrica do espaçamento entre a aba e o nanossatélite e (b) coeficiente de reflexão para o estudo paramétrico de d_a .

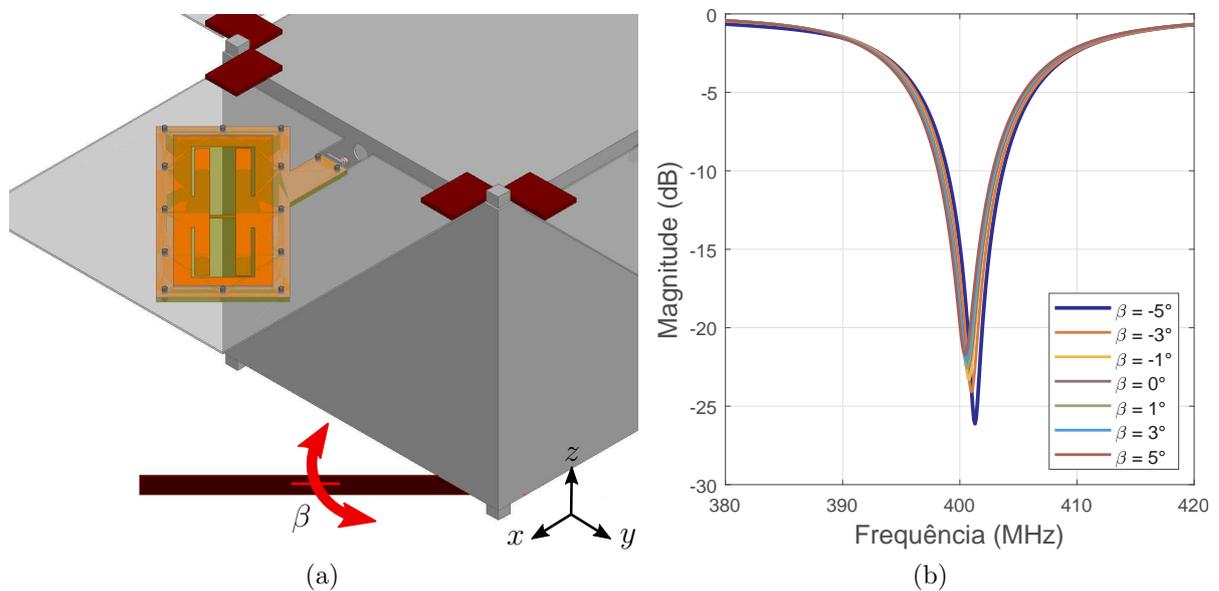


Fonte: Autoria própria.

Por fim, no item 4, foi considerada a possibilidade de que imprecisões na inclinação dos refletores pudessem ser o causador do desvio da frequência de ressonância. Portanto, como forma de investigar esse efeito, um estudo paramétrico foi realizado alterando-se a inclinação dos refletores em relação ao valor nominal (45°) por um ângulo β entre -5° e 5° . A Figura 49(a) mostra a indicação da variável de inclinação no modelo do nanossatélite. Na Figura 49(b) são mostrados os resultados dos coeficientes de reflexão obtidos para as simulações do estudo em questão. Nota-se que, para uma variação de 5° em relação ao valor nominal, tem-se um desvio de 0,5 MHz, sendo este, portanto, um fator de pouca influência para a justificativa do deslocamento medido no protótipo.

Uma vez que as hipóteses levantadas sobre a possível causa do desvio de frequência do protótipo foram investigadas e não se provaram verdadeiras, concluiu-se, de forma análoga ao ocorrido na seção 5.3, que o erro da medida está relacionado com a constante dielétrica do substrato utilizado. Portanto, simulações foram feitas em um novo estudo

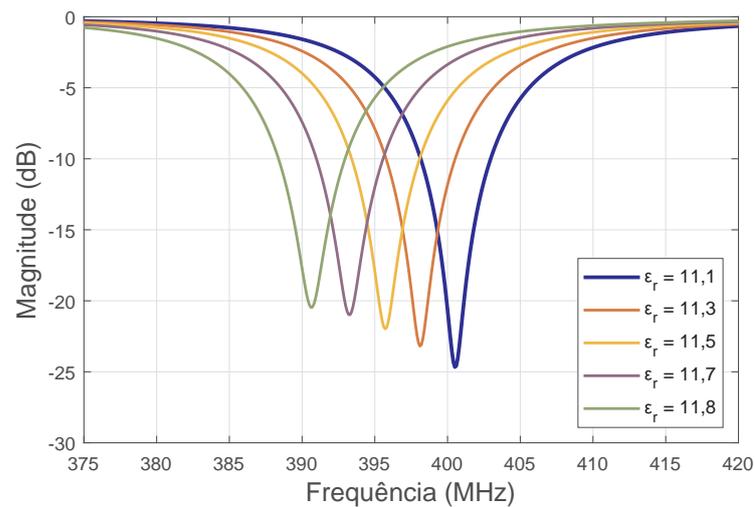
Figura 49 – (a) Vista de perspectiva isométrica da inclinação dos refletores e (b) coeficiente de reflexão para o estudo paramétrico de β .



Fonte: Autoria própria.

paramétrico da constante variando-se seu valor de 11,1 a 11,8. A Figura 50 mostra as curvas obtidas, para as quais é possível observar que, quando se emprega $\epsilon_r = 11,8$, o resultado se aproxima às medidas práticas, com frequência de operação $f = 391$ MHz.

Figura 50 – Estudo paramétrico para os valores da constante dielétrica do substrato Taconic CER-10.

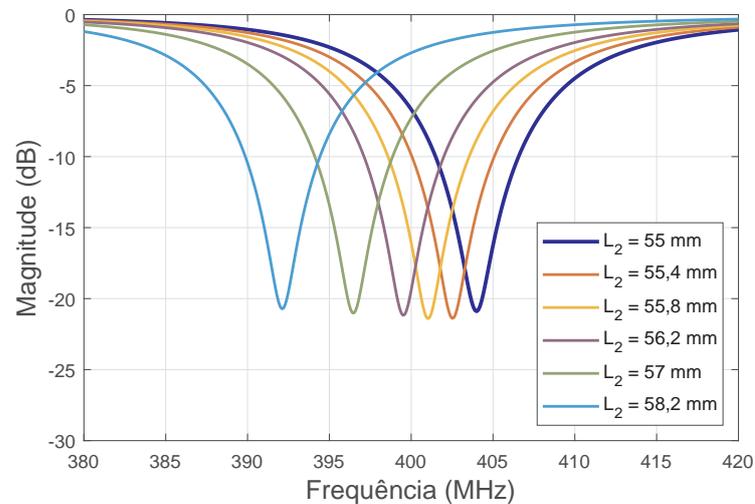


Fonte: Autoria própria.

Para deslocar a frequência de operação da estrutura para $f = 401$ MHz, ao invés de se realizar um escalonamento nas dimensões gerais da antena, considerou-se uma alteração apenas no comprimento do carregamento reativo, uma vez que, com isso, é

possível deslocar o ponto de ressonância sem grandes descasamentos de impedância. Para justificar essa afirmativa, um estudo paramétrico foi feito considerando valores para L_2 de 55 mm até 58,2 mm. Na Figura 51 são apresentadas as curvas obtidas para as simulações realizadas, onde nota-se que, para valores menores de L_2 , há uma elevação da frequência de operação, mantendo, praticamente, a mesma magnitude de $|\Gamma|$ em uma larga faixa. Portanto, realizando uma redução do carregamento reativo de 58,2 mm para 55,8 mm é possível fazer com que a antena tenha um bom casamento de impedância na frequência de 401 MHz.

Figura 51 – Estudo paramétrico da dimensão do carregamento reativo L_2 .



Fonte: Autoria própria.

Dado a robustez das antenas em fenda quanto à sua tolerância a erros no processo de construção e a versatilidade do carregamento reativo, realizou-se uma adaptação na estrutura já construída. Para isso, cobriu-se 2,4 mm de L_2 fixando fitas de cobre com solda de estanho. A Figura 52 mostra a antena após o procedimento realizado.

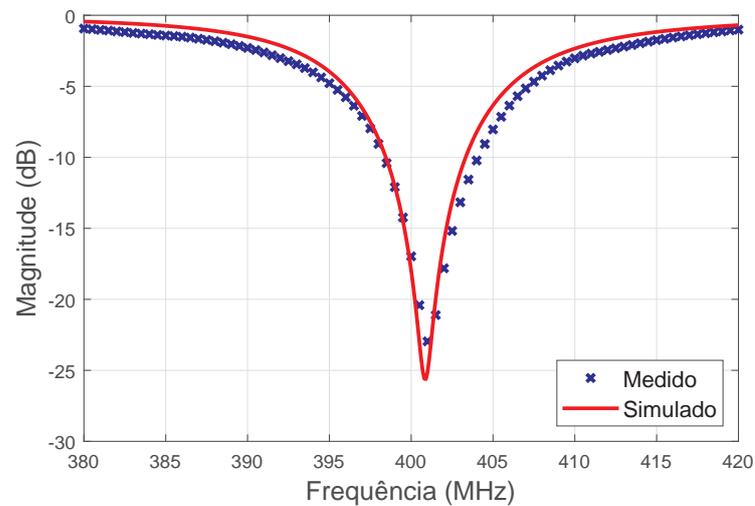
Figura 52 – Protótipo da antena miniaturizada com carregamento reativo reduzido.



Fonte: Autoria própria.

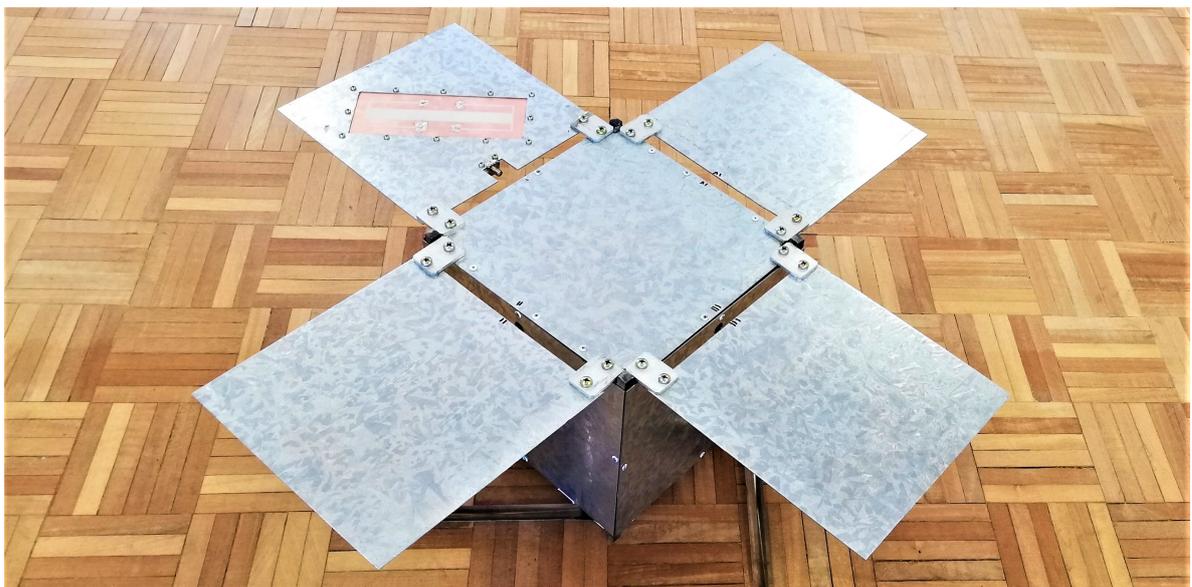
Finalmente, uma nova medida do coeficiente de reflexão da antena instalada na maquete do nanossatélite foi feita para avaliar os resultados das modificações realizadas. A Figura 53 mostra uma comparação de $|\Gamma|$ entre o resultado da medida do protótipo e a simulação, onde é possível observar que o método usado na redução das dimensões de L_2 foi eficaz, resultando em uma magnitude de -22,7 dB na frequência de 401 MHz e largura de banda de 5,7 MHz, 0,8 MHz maior que o valor simulado. O conjunto final formado pela antena instalada na maquete é apresentado na Figura 54.

Figura 53 – Resultados do coeficiente de reflexão medido e simulado de uma antena com carregamento reativo instalada no nanossatélite.



Fonte: Autoria própria.

Figura 54 – Modelo final da antena em fenda miniaturizada instalada na maquete do nanossatélite.



Fonte: Autoria própria.

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho apresentou o estudo sobre antenas em fenda com operação na frequência de 401 MHz, restritas a uma área de $20 \times 20 \text{ cm}^2$ e aplicadas a um nanossatélite com dimensão 8U. Foram feitas análises eletromagnéticas de várias geometrias de antenas de forma individual e integradas à estrutura do *CubeSat*. Além disso, foi aplicada uma técnica para redução da irradiação traseira e outra para miniaturização da fenda irradiadora como forma de redução do peso e espaço ocupado pelo elemento.

No capítulo 3, um estudo das antenas em fenda na forma simples e em rede 2×2 foi desenvolvido. Para gerar irradiação unidirecional, fitas metálicas flexíveis foram instaladas na parte traseira do nanossatélite para atuarem como elementos refletores. Como consequência disso, houve uma redução de aproximadamente 50 % da banda operacional do conjunto formado pelas antenas. Além disso, um estudo da inclinação do desbaste em 45° implicou, de forma análoga à anterior, em uma redução da banda pela metade em relação à fenda não inclinada.

Como forma de reduzir a dimensão do elemento irradiante, bem como a massa a ser embarcada no cubo, uma técnica pra miniaturização da antena foi empregada, a qual é descrita no capítulo 4. Nesta etapa, diversas topologias de antenas foram estudadas, alterando-se o comprimento da fenda e a disposição do carregamento reativo. Após uma avaliação das características operacionais resultantes, foi selecionada uma antena com bons resultados em termos de ganho, largura de banda e massa, em relação às demais, para a integração ao nanossatélite. É válido destacar que, a penalidade obtida com a técnica utilizada foi uma significativa redução na largura da banda operacional.

Por fim, no capítulo 5 foram apresentados os resultados práticos do trabalho desenvolvido. Nesta etapa, é mostrado o processo de construção da maquete de nanossatélite 8U. Em seguida, um protótipo de uma antena miniaturizada com carregamento reativo desenvolvido teve seus resultados medidos e comparados com os simulados. Devido à não concordância entre as curvas de coeficiente de reflexão analisadas, algumas hipóteses de possíveis causas da discrepância foram levantadas. Após a realização das análises, verificou-se que houve erros na construção do protótipo e que a constante dielétrica do material estava extrapolada para além dos limites dados no *datasheet*. Feitas as correções necessárias, um novo protótipo foi construído e medidas foram realizadas, as quais apresentaram resultados em conformidade com as simulações eletromagnéticas. Finalmente, um protótipo de um elemento da rede de antenas foi construído e instalado na maquete do nanossatélite. Após correções de desvio de frequência, seus resultados foram medidos e comparados com os simulados, validando, experimentalmente, o protótipo desenvolvido.

Como trabalho futuro, sugere-se a construção do restante dos elementos que compõem a rede de antenas e a instalação no nanossatélite construído.

REFERÊNCIAS

- 1 TOORIAN, A.; DIAZ, K.; LEE, S. The Cubesat Approach to Space Access. In: *2008 IEEE Aerospace Conference*. Big Sky, MT, USA: [s.n.], 2008. p. 1–14. ISSN 1095-323X. Citado na página 17.
- 2 BAKER, D. N.; WORDEN, S. P. The Large Benefits of Small-Satellite Missions. *Eos, Transactions American Geophysical Union*, v. 89, n. 33, p. 301–302, 2008. Disponível em: <<https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1029/2008EO330001>>. Citado na página 17.
- 3 GARG, R. et al. *Microstrip Antenna Design Handbook*. Norwood - MA, USA: Artech House, 2001. Citado 8 vezes nas páginas 18, 24, 25, 26, 34, 35, 36 e 46.
- 4 VIEIRA, J. M. et al. UHF and S-Band antenna arrays for nano-satellite-based data-relay. In: *12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018)*. London, UK: [s.n.], 2018. p. 1–5. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 27.
- 5 VIEIRA, J. M.; FACCO, R.; HECKLER, M. V. T. UHF Circularly-Polarized Cylindrical Dielectric Resonator Antenna. *18º SBMO - Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 13º CBMAG - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (MOMAG 2018)*, Santa Rita do Sacucaí, MG, Brasil, p. 845 – 848, 2018. Citado na página 19.
- 6 FACCO, R.; VIEIRA, J. M.; HECKLER, M. V. T. Análise da Influência da Largura de uma Fenda Irradiante em sua Banda de Operação. *10º Salão Internacional de Ensino, Pesquisa e Extensão (SIEPE)*, Santana do Livramento - RS, 2018. Citado 3 vezes nas páginas 19, 35 e 36.
- 7 VIEIRA, J. M. et al. Desenvolvimento de Antenas em UHF e Banda S para Nanossatélites Cubesat 8U. *II Congresso Aeroespacial Brasileiro (Brazilian Aerospace Conference) (II CAB)*, Santa Maria - RS, 2019. Citado na página 19.
- 8 FACCO, R.; VIEIRA, J. M.; HECKLER, M. V. T. Projeto e Análise de uma Rede de Antenas em Fenda em UHF para Nanossatélites Meteorológicos. *XXXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais*, Niterói - RJ, 2019. Citado na página 19.
- 9 AEB, A. E. B. *Satélites*. 2019. Data de acesso: 27 de maio de 2019. Disponível em: <<http://www.aeb.gov.br/programa-espacial-brasileiro/satelites/>>. Citado na página 21.
- 10 LIMA, J. S. dos S. et al. *Documento de Requisitos Preliminares - Fase A (DRP)*. Natal, 2012. Disponível em: <<http://www.crn.inpe.br/conasat1/docprojeto.php>>. Citado 6 vezes nas páginas 21, 22, 23, 24, 34 e 39.
- 11 BOOKER, H. G. Slot Aerials and Their Relation to Complementary Wire Aerials (babinet's principle). *Journal of the Institution of Electrical Engineers - Part IIIA: Radiolocation*, v. 93, n. 4, p. 620–626, 1946. Citado na página 24.
- 12 COCKRELL, C. The Input Admittance of the Rectangular Cavity-Backed Slot Antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 24, n. 3, p. 288–294, May 1976. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 26.
- 13 HIROKAWA, J.; ARAI, H.; GOTO, N. Cavity-Backed Wide Slot Antenna. *IEE Proceedings H - Microwaves, Antennas and Propagation*, v. 136, n. 1, p. 29–33, Feb 1989. Citado na página 25.

- 14 GALEJS, J.; THOMPSON, T. Admittance of a Cavity-Backed Annular Slot Antenna. *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 10, n. 6, p. 671–678, November 1962. Citado na página 25.
- 15 LONG, S. The Impedance of a Cavity-Backed Slot Antenna. In: *1973 Antennas and Propagation Society International Symposium*. Boulder, CO, USA: [s.n.], 1973. v. 11, p. 34–37. Citado na página 25.
- 16 DENIDNI, T. A.; RAO, Q. Design of Single Layer Broadband Slot Antennas. *Electronics Letters*, v. 40, n. 8, p. 461–463, April 2004. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 26.
- 17 RAO, Q.; DENIDNI, T. A.; JOHNSTON, R. H. A New Aperture Coupled Microstrip Slot Antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 53, n. 9, p. 2818–2826, Sep. 2005. Citado na página 25.
- 18 ABULGASEM, S.; RAAD, R.; TUBBAL, F. E. High Gain Slot Antenna with Reflector for 2u CubeSat. In: *2018 12th International Conference on Signal Processing and Communication Systems (ICSPCS)*. Cairns, Australia: [s.n.], 2018. p. 1–4. Citado na página 26.
- 19 PADILLA, J. et al. Multi-Functional Miniaturized Slot Antenna System for Small Satellites. In: *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*. Rome, Italy: [s.n.], 2011. p. 2170–2174. ISSN 2164-3342. Citado na página 26.
- 20 YUAN, J.; ZHENG, J.; CHEN, Z. D. A compact Meandered Ring Antenna Loaded With Parasitic Patches and a Slotted Ground for Global Navigation Satellite Systems. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 66, n. 12, p. 6835–6843, Dec 2018. ISSN 0018-926X. Citado na página 26.
- 21 NAIK, K. K.; MANIKANTA, M. H. V. Design of Circular Slot on Rectangular Patch with Meander Line Antenna for Satellite Communications. In: *2018 Second International Conference on Inventive Communication and Computational Technologies (ICICCT)*. Coimbatore, India: [s.n.], 2018. p. 1252–1255. Citado na página 26.
- 22 TOFIGHI, M.; ATTALURI, A. Annular Slot Biomedical Antenna for Combined Microwave Heating and Infrared Thermography of the Tissue. In: *2019 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*. Orlando, FL, USA: [s.n.], 2019. p. 1–3. ISSN 2164-2974. Citado na página 26.
- 23 ROKUNUZZAMAN, M. et al. A Compact 3-D Antenna for Medical Diagnosis of the Human Head. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 1–1, 2019. ISSN 0018-926X. Citado na página 27.
- 24 SOLTANI, S.; LOTFI, P.; MURCH, R. D. A Dual-Band Multiport MIMO Slot Antenna for WLAN Applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 16, p. 529–532, 2017. ISSN 1536-1225. Citado na página 27.
- 25 VIEIRA, J. et al. Development of an UHF 2 x 2 Microstrip Antenna Array for Nano-Satellites. *Journal of Communication and Information Systems*, v. 31, n. 1, Jun. 2016. Disponível em: <<https://jcis.sbrt.org.br/jcis/article/view/364>>. Citado na página 27.

- 26 FERREIRA, F. et al. Circularly Polarized Antenna Array with Sequential Rotation for Nanosatellites. *Journal of Communication and Information Systems*, v. 33, n. 1, Jun. 2018. Disponível em: <<https://jcis.sbvt.org.br/jcis/article/view/541>>. Citado na página 27.
- 27 BALANIS, C. A. *Antenna theory: analysis and design*. New Jersey: Wiley-Interscience, 2005. Citado 6 vezes nas páginas 27, 28, 29, 31, 32 e 40.
- 28 NAVE, C. R. *Classification of Polarization*. Disponível em: <<https://ef.engr.utk.edu/hyperphysics/hbase/phyopt/polclas.html>>. Acesso em: 12 de outubro de 2019. Citado na página 30.
- 29 HUANG, J. A Technique for an Array to Generate Circular Polarization with Linearly Polarized Elements. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 34, n. 9, p. 1113–1124, Sep. 1986. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 33.
- 30 ISIS. *8-Unit CubeSat structure*. [S.l.], (acessado em 18 de abril de 2019). Disponível em: <<https://www.isispace.nl/product/8-unit-cubesat-structure/>>. Citado na página 34.
- 31 TACONIC. *Organic-Ceramic Laminate Based on Woven Glass Reinforcement, ORCER CER-10*. [S.l.], 2019. Citado 2 vezes nas páginas 34 e 44.
- 32 CARVALHO, M. J. M. de et al. CONASAT - Constelação de Nano Satélites para Coleta de Dados Ambientais. In: INPE. *Simpósio Brasileiro de Sensoriamento Remoto, 2013. SBSR 2013. Foz do Iguaçu*. Natal - RN, 2013. Citado na página 34.
- 33 HWANG, Y. et al. Gain-Enhanced Miniaturised Rectangular Dielectric Resonator Antenna. *Electronics Letters*, v. 33, n. 5, p. 350–352, Feb 1997. Citado na página 46.
- 34 ZHANG, Y. .; LO, T. K. .; HWANG, Y. . A Dielectric-Loaded Miniature Antenna for Microcellular and Personal Communications. In: *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1995 Digest*. Newport Beach, CA, USA: [s.n.], 1995. v. 2, p. 1152–1155 vol.2. Citado na página 46.
- 35 AZADEGAN, R.; SARABANDI, K. A Novel Approach for Miniaturization of Slot Antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 51, n. 3, p. 421–429, March 2003. Citado 3 vezes nas páginas 46, 47 e 48.
- 36 SARABANDI, K.; AZADEGAN, R. Design of an Efficient Miniaturized UHF Planar Antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 51, n. 6, p. 1270–1276, June 2003. Citado na página 48.