

Juner Menezes Vieira

Análise Eletromagnética do Desempenho de Antenas Instaladas em Nanossatélites

Alegrete, RS

22 de junho de 2016

Juner Menezes Vieira

Análise Eletromagnética do Desempenho de Antenas Instaladas em Nanossatélites

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia de Telecomunicações, Área de concentração em Radiofrequência, da Universidade Federal do Pampa (Unipampa, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Bacharel em Engenharia de Telecomunicações**.

Universidade Federal do Pampa – Unipampa

Curso de Engenharia de Telecomunicações

Orientador: Prof. Dr. Marcos Vinício Thomas Heckler

Alegrete, RS

22 de junho de 2016

V658a Juner Menezes Vieira.
Análise Eletromagnética do Desempenho de
Antenas Instaladas em Nanossatélites/ Juner Menezes Vieira. – Alegrete, RS, 22 de
junho de 2016 -
85 p. : il. (algumas color.) ; 30 cm.

Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado) – Universidade Federal do Pampa
– Unipampa
Curso de Engenharia de Telecomunicações , 22 de junho de 2016.

Orientador: Prof. Dr. Marcos Vinício Thomas Heckler.

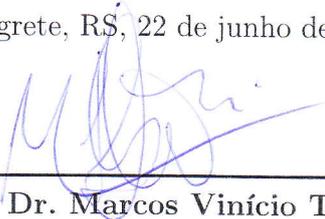
1. Rede de Antenas. 2. Telecomunicações. 3. Nanossatélites. I. Título

Juner Menezes Vieira

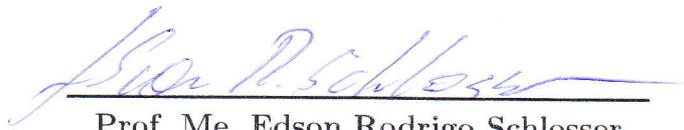
Análise Eletromagnética do Desempenho de Antenas Instaladas em Nanossatélites

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia de Telecomunicações, Área de concentração em Radiofrequência, da Universidade Federal do Pampa (Unipampa, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Bacharel em Engenharia de Telecomunicações**.

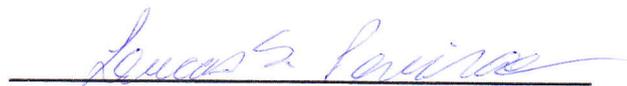
Trabalho aprovado. Alegrete, RS, 22 de junho de 2016:



Prof. Dr. Marcos Vinício Thomas Heckler
Orientador



Prof. Me. Edson Rodrigo Schlosser
Unipampa



Prof. Me. Lucas Santos Pereira
Unipampa

Alegrete, RS
22 de junho de 2016

Agradecimentos

Muitos momentos em nossa vida ficam eternizados! A execução deste trabalho é um dos momentos marcantes na minha vida. Junto com as memórias deste trabalho, estarão sempre na lembrança a presença de pessoas que de uma forma ou de outra buscaram me incentivar e me apoiar na realização desta tarefa. E este é o momento de agradecer e reconhecer o incentivo e o apoio recebido ao longo desta jornada.

Primeiramente, a toda minha família. Aos meus pais de criação, Vanderlei e Neiva, pelo apoio, ajuda e orientações em todos os momentos, e que não mediram esforços para que eu chegasse até esta etapa de minha vida. À minha mãe Marlene, a quem devo agradecer pelo carinho, amor e apoio incondicional recebido. Às minhas irmãs Jussara e Edilene que de alguma forma ou de outra sempre estiveram junto de mim. Aos sobrinhos Stefane e Leonardo que são motivos de felicidade e orgulho para mim.

Ao professor Marcos V. T. Heckler pela orientação, disponibilidade de tempo, paciência, incentivo e ensinamentos que tornaram possível a conclusão deste trabalho. E também, pela confiança e amizade.

Aos casais de amigos Alair e Eni Almeida, Deivid de Paula e Alice Almeida, e aos compadres Lucas Martins e Eliana Pedroso pela torcida e os momentos de alegria proporcionados, e por permitirem que eu faça parte do cotidiano de suas vidas.

Aos professores, técnicos e servidores da Unipampa, que foram importantes na minha vida acadêmica.

Aos colegas e amigos de turma Eduardo Yoshimoto, Luimar Donini, Filipe Ferreira, Sabrina Tolfo, Geovana Araujo e Arielly Rodrigues pelos muitos momentos alegres, de dificuldades e de ajuda que compartilhamos ao longo de toda a jornada acadêmica.

Aos colegas de laboratório Marcelo Magalhães e Vinícius Ludwig Barbosa. Ao primeiro, pelas dicas e ensinamentos logo no início do trabalho, e também pela amizade. Ao Vinícius, mesmo sendo rápido o convívio, foi desenvolvida uma amizade, obrigado pelo apoio e torcida! E aos demais integrantes do grupo de pesquisa agradeço pela amizade e convivência.

Por fim, e não menos importante, aos técnicos Cleiton Lucatel e Diego Fumagalli, pelo suporte, opiniões, auxílio e disponibilidade para ajudar na construção dos protótipos.

Enfim, a todos que direta ou indiretamente fizeram parte da minha formação o meu sincero agradecimento.

*“(...) Um menino caminha e caminhando chega no muro
E ali logo em frente, a esperar pela gente, o futuro está.
E o futuro é uma astronave que tentamos pilotar,
Não tem tempo nem piedade, nem tem hora de chegar.
Sem pedir licença muda nossa vida, depois convida a rir ou chorar.(...)”
(Aquarela - Toquinho)*

Resumo

Neste trabalho, a análise sobre o comportamento eletromagnético dos conjuntos de antenas que compõem o sistema de comunicação do nanossatélite do projeto CONASAT é abordada. São avaliados quatro sistemas distintos, mas que operam de forma simultânea, de modo que uma análise da interação mútua faz-se necessária.

O nanossatélite será empregado para o recebimento de dados enviados por centenas de plataformas de coleta de dados ambientais distribuídas em todas as regiões do território brasileiro e no Oceano Atlântico. Um transponder irá tratar estes dados e, por fim, serão transmitidos de volta para as estações terrenas.

As antenas investigadas neste trabalho estão relacionadas às funções de telemetria, telecomando e canal de subida (*uplink*). Por fim, o canal de descida (*downlink*) é apresentado. A avaliação do sistema de telemetria levou em consideração dois cenários: estrutura simples do nanossatélite, e com abas articuladas. Além disso, um estudo da variação do número de elementos do conjunto de antenas foi realizado. De forma similar, o desempenho do sistema de telecomando foi avaliado considerando-se os mesmos dois cenários do sistema de telemetria; adicionalmente, alterou-se seu posicionamento para a parte superior do nanossatélite. O conjunto de antenas destes dois sistemas foram caracterizados computacionalmente através do uso do *software* de análise eletromagnética *Ansys HFSS*[®].

As antenas do sistema de *uplink* foram caracterizadas computacionalmente, construídas e medidas. Neste trabalho, uma seção é destinada para a descrição dos processos de simulação, construção e validação, bem como a descrição das dificuldades encontradas ao longo do projeto.

Palavras-chave: rede de antenas. telecomunicações. nanossatélites. telemetria. telecomando. *downlink*. *uplink*

Abstract

In this work, the analysis of the electromagnetic behavior of antenna arrays that compose the telecommunications system of CONASAT nano-satellites is discussed. Four independent systems that should operate simultaneously are evaluated.

The nano-satellite is intended to be used for receiving data from hundreds of environmental data collection platforms deployed in all regions of Brazil and in the Atlantic Ocean. A transponder will handle this data that will be finally retransmitted back to ground stations.

The antennas investigated in this contribution are related to telemetry, telecommand and uplink channel. The evaluation of the telemetry system took into account two scenarios: simple nano-satellite structure, and with articulated flaps. Performance assessment under different number of antennas was also carried out. The telecommand system has been analyzed for similar scenarios as for the telemetry system; additionally, both systems have been reallocated to the top part of nano-satellite. The antenna arrays were modeled with the electromagnetic simulator HFSS.

The uplink antennas have been designed, built and measured. In this work, a section is dedicated to describe the simulation process, construction and validation, as well as to give a description of the difficulties encountered during the project.

Key-words: antenna arrays. telecommunications. nano-satellite. telemetry. telecommand. downlink. uplink.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Diagrama de blocos do ciclo de desenvolvimento do projeto de uma antena.	24
Figura 2 – Estrutura do nanossatélite empregado no programa CONASAT.	28
Figura 3 – Cenário de operação da constelação de nanossatélites.	29
Figura 4 – Diagrama de blocos do transponder.	29
Figura 5 – Vista do plano de elevação do diagrama de irradiação de um monopolo.	33
Figura 6 – Efeito do GND finito no diagrama de irradiação de um monopolo de $\lambda/4$	34
Figura 7 – Vista isométrica de uma antena de microfita.	36
Figura 8 – Tipos clássicos de irradiadores de microfita: (a) quadrado, (b) retangular, (c) Circular e (d) dipolo	36
Figura 9 – Vistas (a) transversal e (b) superior dos método de alimentação por ponta de prova coaxial	37
Figura 10 – Método de alimentação por acoplamento por fenda.	37
Figura 11 – Método de alimentação por acoplamento eletromagnético.	38
Figura 12 – Configurações clássicas de redes de antenas: (a) rede linear e (b) rede planar.	39
Figura 13 – Vista transversal da antena de microfita alimentada por acoplamento eletromagnético.	42
Figura 14 – Parâmetros construtivos de antena de microfita CP.	42
Figura 15 – Razão axial em função da frequência para antena CP, em $\phi = \theta = 0^\circ$	43
Figura 16 – Coeficiente de reflexão em função da frequência para antena CP.	43
Figura 17 – Diagrama de irradiação da antena CP.	44
Figura 18 – Vista superior do protótipo construído.	45
Figura 19 – Métodos de prensagem utilizados para a colagem dos laminados.	45
Figura 20 – Vista transversal do protótipo da antena CP.	46
Figura 21 – Coeficiente de reflexão simulado e medido.	46
Figura 22 – Antena de microfita com GND estendido.	47
Figura 23 – Razão axial em função da frequência da antena CP com GND estendido, para $\phi = \theta = 0^\circ$	48
Figura 24 – Coeficiente de reflexão em função da frequência para antena CP com GND estendido.	48
Figura 25 – Diagrama de irradiação da antena CP com GND estendido.	49
Figura 26 – Comparação dos diagramas de irradiação entre as antenas sem e com o GND estendido, no plano $\phi = 0^\circ$	49
Figura 27 – Foto do protótipo da antena com plano de terra estendido.	50

Figura 28 – Vistas laterais do protótipo com GND estendido, para verificação da colagem dos laminados.	50
Figura 29 – Coeficiente de reflexão medido do protótipo da antena CP com GND estendido.	51
Figura 30 – Comparação entre as impedâncias de entrada medida e simulada da antena CP com GND estendido.	51
Figura 31 – Comparação entre os coeficientes de reflexão medido e simulados da antena CP com GND estendido.	52
Figura 32 – Comparação da variação da impedância em função da frequência na Carta de Smith.	52
Figura 33 – Razão axial em função da frequência da antena alimentada por prova coaxial.	54
Figura 34 – Coeficiente de reflexão da antena alimentada por prova coaxial.	54
Figura 35 – Diagrama de irradiação da antena alimentada por prova coaxial.	55
Figura 36 – (a) Vista isométrica e (b) vista inferior do protótipo da antena CP alimentada por ponta de prova coaxial.	55
Figura 37 – Resultado medido do coeficiente de reflexão da antena alimentada por prova coaxial.	56
Figura 38 – Resultado medido da impedância de entrada na Carta de Smith do protótipo da antena alimentada por prova coaxial.	56
Figura 39 – Comportamento do coeficiente de reflexão em função da frequência, variando-se ϵ_r	57
Figura 40 – Razão axial em função da frequência, da antena alimentada por prova coaxial, para $\epsilon_r = 10,6$	57
Figura 41 – Ganho da antena alimentada por prova coaxial, para $\epsilon_r = 10,6$	58
Figura 42 – Comparação entre os resultados do coeficiente de reflexão medido e simulado da antena alimentada por prova coaxial, para $\epsilon_r = 10,6$	58
Figura 43 – Comparação do resultado medido e simulado da impedância de entrada da antena alimentada por prova coaxial, para $\epsilon_r = 10,6$	59
Figura 44 – Comparação dos resultados medido e simulados da antena alimentada por prova coaxial, para $\epsilon_r = 10,6$ e $\epsilon_r = 10,52$	59
Figura 45 – Rede de antenas com GND estendido instalada no nanossatélite.	60
Figura 46 – Ordem sequencial da defasagem da corrente nas portas de alimentação.	61
Figura 47 – Coeficiente de Reflexão da rede de antenas de microfita CP.	61
Figura 48 – Razão Axial da rede de antenas CP.	62
Figura 49 – Diagrama de irradiação da rede de antenas de microfita CP.	62
Figura 50 – Fotos das híbridas de (a) 90° e (b) 180° utilizadas na caracterização do sistema de alimentação da rede de antenas de <i>uplink</i>	63
Figura 51 – Parâmetro S_{21} da híbrida de 90°	64

Figura 52 – Variação da diferença de fase entre as portas em função da frequência da híbrida de 90°	64
Figura 53 – Parâmetro S_{21} da híbrida de 180°	65
Figura 54 – Diferença de fase da híbrida de 180°	65
Figura 55 – Esquemático das híbridas de 90° e 180° integradas.	66
Figura 56 – Parâmetro S_{21} com as híbridas integradas.	66
Figura 57 – Diferença de fase nas portas de saída com as híbridas integradas.	66
Figura 58 – Fotos da maquete do nanossatélite com a rede de antenas para <i>uplink</i> instalada.	67
Figura 59 – Configuração do sistema de telemetria em (a) vista isométrica com a estrutura sem as abas articuladas e em (b) vista lateral da estrutura com as abas articuladas.	68
Figura 60 – Distribuição da defasagem progressiva entre as portas de alimentação.	69
Figura 61 – Parâmetros S ativos da rede de telemetria sem as abas articuladas.	69
Figura 62 – Parâmetros S ativos da rede de telemetria com as abas articuladas.	70
Figura 63 – Diagramas de irradiação para o sistema de TM composto por dois elementos, nos planos de elevação (a) $\phi = 0^\circ$ e (b) $\phi = 90^\circ$	70
Figura 64 – (a) Configuração do sistema de TM composto por quatro monopolos e (b) distribuição da defasagem progressiva entre as portas de alimentação.	71
Figura 65 – Parâmetros S ativos da rede de telemetria sem as abas articuladas.	71
Figura 66 – Parâmetros S ativos da rede de telemetria com as abas articuladas.	72
Figura 67 – Diagramas de irradiação para o sistema de TM composto por quatro elementos, nos planos de elevação (a) $\phi = 0^\circ$ e (b) $\phi = 90^\circ$	72
Figura 68 – (a) Disposição das antenas do sistema de TC e (b) distribuição da defasagem progressiva entre as portas de alimentação.	73
Figura 69 – Parâmetros S ativos da rede de TC sem as abas articuladas.	74
Figura 70 – Parâmetros S ativos da rede de telecomando com as abas articuladas.	74
Figura 71 – Diagramas de irradiação para o sistema de TC composto por dois elementos, nos planos $\phi = 0^\circ$ e $\phi = 90^\circ$	75
Figura 72 – Antenas para telecomando posicionadas na parte superior do nanossatélite.	76
Figura 73 – Vista superior do sistema de TC instalado no nanossatélite.	76
Figura 74 – (a) Coeficiente de reflexão e (b) impedância de entrada do sistema de telecomando.	76
Figura 75 – Diagrama de irradiação do sistema de telecomando.	77
Figura 76 – Configuração em L dos monopolos de telecomando.	77
Figura 77 – Coeficiente de Reflexão Ativo (a) e impedância de entrada (b) do sistema de telecomando com monopolos tipo L	78
Figura 78 – Diagrama de irradiação no plano de elevação $\phi = 90^\circ$	78
Figura 79 – Posicionamento das antenas de <i>downlink</i> na estrutura do nanossatélite.	79

Lista de tabelas

Tabela 1 – Frequências de operação do sistema de comunicação do nanossatélite. . .	30
Tabela 2 – Parâmetros construtivos da antena circularmente polarizada.	43
Tabela 3 – Parâmetros construtivos da antena CP com GND estendido.	47
Tabela 4 – Parâmetros construtivos da antena alimentada por ponta de prova coaxial. . .	53
Tabela 5 – Dimensões finais da antena alimentada por ponta de prova coaxial. . .	60
Tabela 6 – Resultados medidos com as híbridas integradas.	67
Tabela 7 – Especificações da antena de <i>downlink</i>	79

Sumário

1	Introdução	21
1.1	Temática e Objetivo do Trabalho	23
1.2	Metodologia do Trabalho	23
1.3	Contribuição do Trabalho	24
1.4	Organização do Trabalho	25
2	Revisão Bibliográfica	27
2.1	Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais	27
2.2	Projeto CONASAT	28
2.2.1	Objetivos do Projeto CONASAT	28
2.2.2	Órbita de Operação	28
2.2.3	Características e Estrutura do Nanossatélite	28
2.2.4	Sistemas de Comunicação do Nanossatélite CONASAT	29
2.3	Estado da Arte	30
2.4	Antenas filamentosares - Monopolos	33
2.5	Antenas de microfita	35
2.6	Teoria de Redes de Antenas	38
3	Caracterização dos Sistemas de Comunicação do Nanossatélite	41
3.1	Projeto da Rede de Antenas de <i>Uplink</i>	41
3.1.1	Projeto do Elemento Simples	42
3.1.2	Validação do projeto da antena CP	44
3.1.3	Projeto de Antena com GND estendido	46
3.1.4	Validação do projeto da antena CP com GND estendido	48
3.1.5	Projeto de Antena CP alimentada por ponta de prova coaxial	53
3.1.6	Projeto da Rede de Antenas	60
3.1.7	Caracterização do sistema de alimentação da rede de antenas	62
3.2	Projeto da Rede de Antenas para Telemetria	67
3.3	Projeto da Rede de Antenas para Telecomando	73
3.4	Rede de Antenas de <i>Downlink</i>	78
4	Conclusão	81
	Referências	83

1 Introdução

Grandes avanços tecnológicos marcaram o século XX por mérito de conceitos expansionistas de alguns países. Um exemplo é o crescimento do setor aeroespacial logo após a Segunda Guerra Mundial (1945) e que continua seu constante desenvolvimento com a descoberta de novas tecnologias. Com o término da Segunda Guerra e com a polarização mundial, Estados Unidos (EUA) e a União Soviética (URSS) travaram uma disputa estratégica, que resultou em conflitos indiretos para obter a hegemonia política, econômica e militar no mundo. Dentro deste cenário, estes dois países protagonizaram a “Corrida Espacial” em busca do domínio e da supremacia na exploração do espaço.

Os soviéticos foram os pioneiros nesta área ao lançarem, em 04 de outubro de 1957, o primeiro satélite artificial da Terra, o *Sputnik 1*, que transmitiu sinais de telemetria por cerca de cinco meses (PALMA; SARKAR; SENGUPTA, 2006). Esta ação levou os Estados Unidos a reagir e demonstrar o seu poderio neste setor. Assim, em 31 de janeiro de 1958, os Estados Unidos alcançam o espaço com seu primeiro satélite, o *Explorer 1*. Estes dois fatos são o marco do início da chamada Era Espacial (ASIMOV, 1988). No período de 1957 ao início da década de 1960, uma série de satélites foi lançada pela URSS e pelos EUA - os dois únicos países com capacidade de lançamento orbital naquele momento (PELTON; MADRY; CAMACHO-LARA, 2012).

Na esteira do sucesso do lançamento do satélite de comunicações passivos *Echos I*, em 1962 foi dado o maior passo, até então, no domínio da tecnologia de comunicação via satélite com o lançamento do satélite *TELSTAR I*, que foi capaz de retransmitir programas de TV entre os Estados Unidos e a Europa (PALMA; SARKAR; SENGUPTA, 2006). Desde então, “os satélites de comunicações são utilizados como meio de comunicação a longa distância, permitindo a transmissão nacional e internacional de voz, dados e imagens” (NACIMENTO, 2000). Assim, os satélites são empregados nas mais diversas missões, como, por exemplo, para observação da Terra, realização de experimentos científicos, para comunicações e para fins militares.

A comunicação via satélite apresenta algumas vantagens em comparação a outros meios de comunicação, o que a leva a ser muito utilizada. Uma destas vantagens apontada por (JAMALIPOUR, 1998) é a sua capacidade de cobrir uma área muito grande da superfície da Terra. Além disso, há a possibilidade de se obter uma ampla cobertura de áreas pouco povoadas ou de difícil acesso. Já (RODDY, 2001) destaca a possibilidade do estabelecimento de uma rede de comunicação interligando diversos usuários ao mesmo tempo, mesmo que estes usuários estejam amplamente separados geograficamente. Porém, (RODDY, 2001) lembra que os sinais de satélites ignoram fronteiras políticas, bem como

as geográficas, o que pode ou não ser uma característica desejável.

Devido à possibilidade de cobrir uma ampla área, os satélites também são utilizados para o monitoramento climático da Terra. O primeiro satélite colocado em órbita para este fim foi o americano *Tiros 1*, lançado em 1 de abril de 1960. Os satélites meteorológicos coletam dados relativos ao clima através de um rádio enlace com as plataformas (balões, bóias, balizas) espalhadas em diversos pontos do território ou no mar (MOREIRA, 2005).

Em 1993, o Brasil, a partir do lançamento do Satélite de Coleta de Dados, série 1 (SCD-1), passou a operar o Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais (SBCDA). Ao longo dos anos, o SBCDA foi complementado com a colocação em órbita do SCD-2 (em 1998) e do CBERS-2B (em 2007). Muito embora a vida útil destes satélites fosse estimada em um ano, eles encontram-se em órbita e em operação até hoje (YAMAGUTI; ORLANDO; PEREIRA, 2009).

A utilização de pequenos satélites em projetos científicos é motivada pela possibilidade de executar uma missão espacial com baixo investimento financeiro, tornando viável a execução de tais projetos por universidades, institutos de pesquisas e até por empresas privadas. O baixo custo dá-se devido às características destes satélites, como o pouco volume e dimensões bem menores, além de contar com conjuntos de equipamentos mais simples, se comparados com os satélites convencionais (OVCHINNIKOV; DYACHENKO, 1994).

De acordo com (GAO et al., 2008), a Universidade de Surrey, no Reino Unido, foi a pioneira no estudo de tecnologia para pequenos satélites, com o início do programa *UoSAT* (do inglês, *University of Surrey Satellite*). O primeiro pequeno satélite do programa (UoSAT-1) foi lançado em 1981. Ao longo dos anos, a universidade juntamente com a empresa *Surrey Satellite Technology Limited* - SSTL projetaram e desenvolveram 27 pequenos satélites para diversos países. Um exemplo é a constelação para monitoramento de desastres ambientais (DMC, do inglês, *Disaster Monitoring Constellation*), que consiste em uma conjunto de pequenos satélites de sensoriamento remoto. Esta é a primeira constelação de pequenos satélites de baixo custo com emprego dedicado à avaliação de desastres naturais e monitoramento da Terra.

Conhecendo o potencial estratégico, e diante da importância do SBCDA, além de considerar que alguns dos satélites que compõem o segmento espacial está há mais de quinze anos em operação, o Instituto Nacional de Pesquisa Espacial, através do Centro Regional do Nordeste (CRN/INPE), desenvolve o projeto Constelação de Nanosatélites - CONASAT. Este projeto busca garantir a continuidade do SBCDA através do uso de uma constelação de nanosatélites (CARVALHO et al., 2013).

1.1 Temática e Objetivo do Trabalho

Em um sistema de comunicação via satélite, dois fatores implicam em um desafio para o estabelecimento do sistema: limite de banda e de potência.

Para esta aplicação, a limitação de potência implica em um determinado consumo de energia elétrica. Para compensar esta restrição, as antenas empregadas em todos os sistemas devem ser eficientes.

Além das características operacionais, as antenas, para serem empregadas em nanossatélites, devem possuir estrutura leve. Entre os diferentes tipos estão as antenas de microfita. Para frequências de operação muito baixas, antenas do tipo monopolo são as mais empregadas.

A definição do posicionamento das antenas é um item primordial no projeto do sistema de telecomunicações de um nanossatélite, pois a colocação errônea pode causar uma deterioração significativa na qualidade do enlace e provocar a ruptura da comunicação, ocasionando uma falha na missão espacial e perda do satélite.

Assim, o objetivo deste trabalho é analisar o desempenho eletromagnético dos conjuntos de antenas instaladas em um nanossatélite ambiental, visando à miniaturização dos elementos e a definição do posicionamento das antenas de telemetria e telecomando, para otimização do desempenho em termos de diagrama de irradiação e ganho.

1.2 Metodologia do Trabalho

Todo e qualquer projeto, não só na área da engenharia, parte do princípio de que seus autores devam possuir um embasamento teórico e técnico dos assuntos a serem abordados durante as diversas fases do trabalho. Considera-se esta fundamentação como primordial e de maior importância para o desenvolvimento correto de um projeto. Desta forma, para o encaminhamento deste trabalho de conclusão de curso perscrutou-se propostas que envolvessem sistemas de comunicação aplicados ao setor espacial, especialmente os dedicados a pequenos ou nanossatélites. Além disso, buscou-se um embasamento teórico sobre antenas de microfita e filamentos do tipo monopolos, pois estes dois modelos de antenas são os empregados nos sistemas de comunicação dos nanossatélites CONASAT.

O fluxo das etapas de um projeto de rede de antenas de microfita é apresentado em (HUANG; POZAR, 1997), o qual é ilustrado de forma adaptada na Figura 1. Ao longo do desenvolvimento deste trabalho todas as etapas deste fluxo foram contempladas.

O processo foi inicializado com a elaboração do projeto preliminar. Para tanto, foram utilizadas técnicas analíticas para projeto de antenas, obtendo-se como resultados os parâmetros construtivos iniciais para a elaboração de um modelo computacional. Nestas

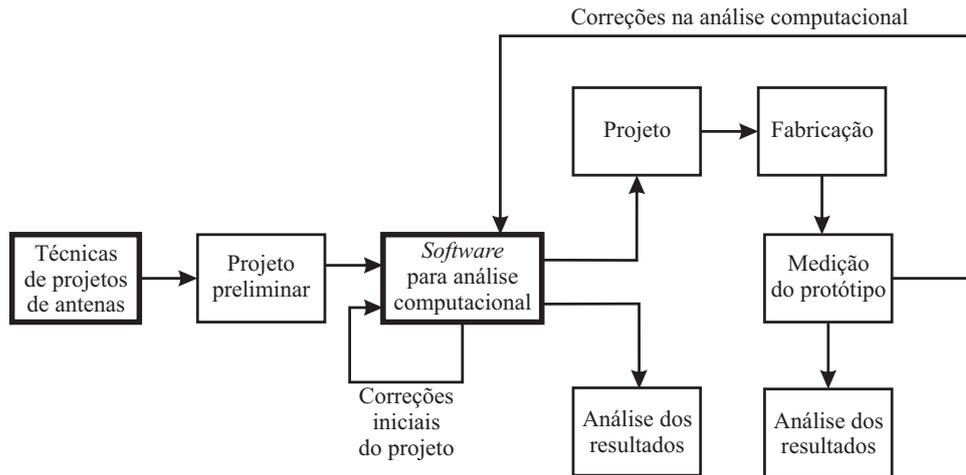


Fig. 1 – Diagrama de blocos do ciclo de desenvolvimento do projeto de uma antena.

Fonte: Adaptado de (HUANG; POZAR, 1997).

etapas são empregados o conhecimento de técnicas de projetos de antenas e do embasamento teórico e técnico adquirido.

Ao passo que se obteve um embasamento teórico, uma nova etapa foi inicializada: a realização de simulações computacionais. O uso de ferramentas computacionais visa garantir uma melhor eficiência e qualidade dos produtos finais. Suporte computacional proporciona alguns benefícios como: redução de custos, tempo na elaboração de projetos, facilidade na detecção de erros e auxílio na identificação de soluções. À esta etapa dá-se o nome de Engenharia Assistida por Computador (CAE - do inglês, *Computer Aided Engineering*). Para o desenvolvimento deste trabalho, todos os sistemas foram elaborados e analisados no *software* de simulação eletromagnética Ansys HFSS[®].

Ao término da análise computacional e com as devidas correções feitas, foi realizada a fabricação do protótipo e a validação dos resultados computacionais obtidos. É nesta etapa que é estabelecido o quão preciso o protótipo foi construído em relação ao modelo computacional.

Seguindo este fluxo, os sistemas de telemetria e de telecomando foram somente modelados computacionalmente, enquanto que a rede de antenas de *uplink* foi construída e caracterizada experimentalmente.

1.3 Contribuição do Trabalho

Dentre as atividades realizadas ao longo deste trabalho, destacam-se as seguintes contribuições para o projeto CONASAT: projeto e análise do comportamento eletromagnético das antenas; construção e validação da rede de antenas para recepção de dados (sistema de *uplink*); e o projeto e análise do posicionamento dos sistemas de telemetria e

telecomando.

Como resultados, destacam-se as seguintes contribuições para o avanço da Ciência e Tecnologia Espacial no País: publicação e apresentação do trabalho (VIEIRA et al., 2015), no XXXIII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT), Juiz de Fora - MG, 2015; publicação e apresentação do artigo (VIEIRA; HECKLER, 2016), no 2nd Latin American IAA CubeSat Workshop, Florianópolis - SC, 2016; e publicação de artigo (VIEIRA et al., 2016), no *Journal of Communication and Information Systems* (JCIS), junho de 2016.

1.4 Organização do Trabalho

O trabalho está organizado de forma a dar sequência nos conhecimentos da mesma maneira como foram adquiridos durante a pesquisa e nos experimentos, na ordem em que foram realizados.

O capítulo 2 traz a revisão teórica, na qual são abordados pontos sobre o Sistema Brasileiro de Coleta de Dado Ambientais (SBCDA) e o Projeto Constelação de Nanossatélites (CONASAT). Além do mais, uma revisão do estado da arte de projetos de nanossatélites de diversos países é apresentada. Neste capítulo ainda, é abordada a teoria de antenas de microfita e monopolos, e de rede de antenas.

O capítulo 3 é destinado à apresentação do processo de caracterização de todos os sistemas de comunicação do nanossatélite do CONASAT. Neste tópico são caracterizados computacionalmente os sistemas de telemetria e telecomando. Os passos da caracterização e construção dos protótipos do sistema de recepção de dados (sistema de *uplink*) são apresentados. Por fim, o capítulo apresenta o sistema de transmissão de dados (*downlink*).

No capítulo 4, faz-se uma avaliação dos objetivos alcançados com o trabalho e destacam-se pontos em aberto a serem abordados e desenvolvidos em trabalhos futuros.

2 Revisão Bibliográfica

2.1 Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais

Como mencionado no Capítulo 1, o Brasil passou a operar a partir de 1993 o Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais (SBCDA), cujo objetivo, segundo (LIMA et al., 2012), é possibilitar ao Brasil o funcionamento e a operacionalidade de um sistema de dados meteorológicos utilizando comunicação via satélite. Este sistema pode ter múltiplas aplicações, como por exemplo:

- monitoramento de bacias hidrológicas;
- previsão meteorológica e climática;
- estudo de correntes oceânicas e da química da atmosfera;
- controle da poluição;
- previsão para combate a catástrofes;
- avaliação do potencial de energia renováveis;
- fornecimento de dados ambientais para pesquisas científicas.

Com a oferta de dados com maior frequência e regularidade, obtém-se maior precisão aos estudos e trabalhos de pesquisadores nas áreas de meteorologia, oceanografia e química da atmosfera (MOREIRA, 2005).

Atualmente, conforme descrito em (YAMAGUTI; ORLANDO; PEREIRA, 2009), o SBCDA é composto pelos satélites SCD-1, SCD-2 e CBERS-2B, plataformas de coleta de dados (PCD's), estações de recepção e Centro de Missão e Coleta de Dados (CMCD). Os satélites do SBCDA têm como função o estabelecimento da comunicação entre as PCD's e as estações receptoras e o CMCD.

Conforme aponta (YAMAGUTI; ORLANDO; PEREIRA, 2009), para a continuidade do SBCDA, faz-se necessária a reposição dos satélites, devido à vida útil dos mesmos estar tecnicamente finalizada. Os satélites SCD-1 e SCD-2 estão em operação há mais de quinze anos. Assim, devido à importância do SBCDA, e considerando que o segmento espacial conta com satélites operando em sobrevida, o Instituto Nacional de Pesquisa Espacial (INPE) desenvolve o projeto CONASAT (Constelação de Nanosatélites).

2.2 Projeto CONASAT

2.2.1 Objetivos do Projeto CONASAT

O CONASAT objetiva a utilização de uma constelação de nanossatélites com massa de, no máximo 10 *kg* utilizando, ainda, tecnologias emergentes nos ramos da eletrônica e das telecomunicações.

2.2.2 Órbita de Operação

Os nanossatélites estarão operando na órbita terrestre baixa (LEO - do inglês, *Low Earth Orbit*), localizada entre 400 *km* e 1000 *km* de altitude. A altura da órbita para o satélite CONASAT será de 600 *km* (LIMA; JOTHA; BIONDI, 2011).

Alguns fatores são considerados para a escolha deste tipo de órbita, como por exemplo: a possibilidade de a constelação de nanossatélites ter uma ampla cobertura do território, baixa perda de propagação e alto ângulo de elevação em altas latitudes (JAMALIPOUR, 1998).

Alguns satélites que operam nesta órbita são citados em (MOREIRA, 2005): NOAA (*National Oceanic and Atmospheric Administration*) e QuikSCART (EUA); Meteor-3 (Rússia); FY-1 (China); além dos satélites brasileiros da série SCD.

2.2.3 Características e Estrutura do Nanossatélite

A estrutura dos nanossatélites seguirá o padrão *CubeSat*, que foi desenvolvido pela *Space Flight Laboratory* da Universidade de Toronto (CARVALHO et al., 2013). Este padrão é baseado em modelos cúbicos de arestas de 10 cm, definidos como Unidades *U* (LIMA et al., 2012). Um esquemático do nanossatélite é ilustrado na Figura 2.

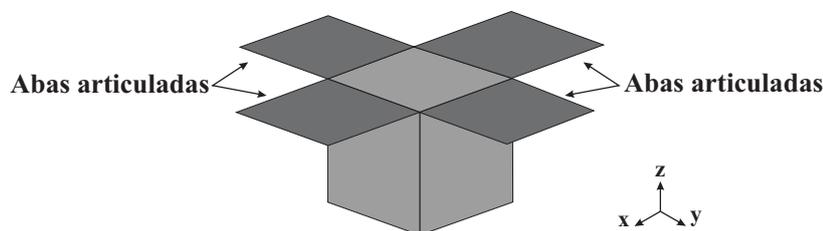


Fig. 2 – Estrutura do nanossatélite empregado no programa CONASAT.

O modelo de nanossatélite utilizado no projeto CONASAT é de tamanho 8*U*. Ou seja, consiste de um cubo com aresta de 20 cm e massa máxima de 10 kg. O modelo inclui ainda, quatro abas articuladas, as quais oferecem uma maior área para a instalação de painéis solares para geração de energia elétrica necessária para o funcionamento do nanossatélite (LIMA; JOTHA; BIONDI, 2011).

2.2.4 Sistemas de Comunicação do Nanossatélite CONASAT

O estabelecimento dos enlaces de comunicação entre PCD's–Nanossatélite–CMCD dar-se-á por quatro redes de antenas embarcadas no nanossatélite. O cenário de operação do sistema de aquisição e transmissão de dados do nanossatélite CONASAT é mostrado na Figura 3.

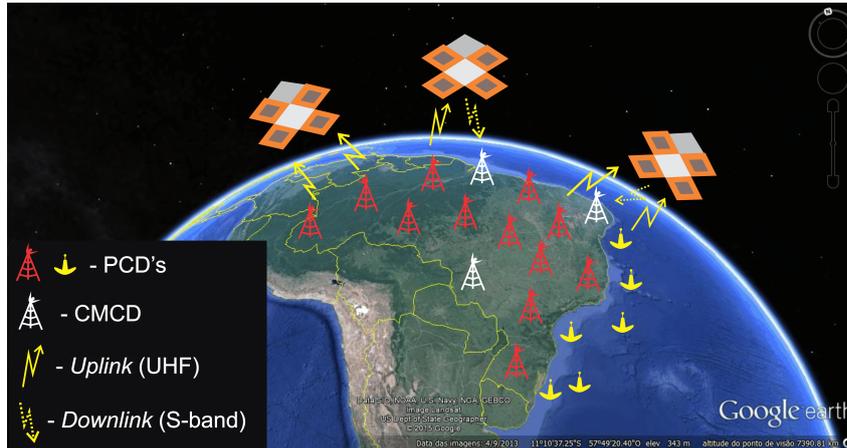


Fig. 3 – Cenário de operação da constelação de nanossatélites.

Conforme pode-se observar na Figura 3, o nanossatélite comportar-se-á como uma fonte retransmissora, *i.e.*, recebe sinais da Terra e retransmite para as estações de recepção. O equipamento que possui a combinação das funções de receptor e transmissor no satélite é o transponder (FRENZEL, 2013).

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

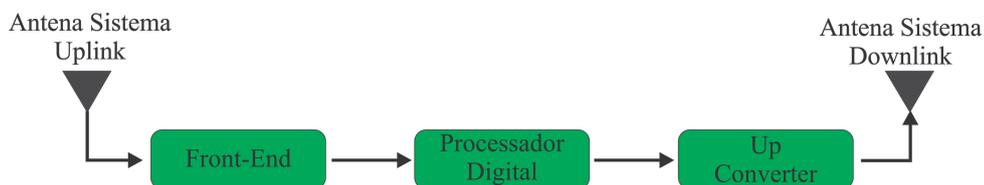


Fig. 4 – Diagrama de blocos do transponder.

FONTE: (LIMA et al., 2012).

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

Up-Converter, para ser convertido analogicamente, filtrado e convertido para a frequência de 2,26 GHz. Por fim, o sinal é amplificado e enviado para a rede de antenas de Banda-S, a qual transmitirá o sinal às estações de recepção terrena (LIMA et al., 2012).

O monitoramento e controle das condições do nanossatélite é feito por uma estação terrena. Para isso, é utilizado o subsistema de telemetria, comando e controle (TC&C) (FRENZEL, 2013). Estes sistemas somente serão utilizados nos momentos de visada entre o nanossatélite e uma estação terrena, ficando inativos no restante do tempo (LIMA et al., 2012). O sistema de telemetria enviará às estações terrenas os dados captados por sensores a bordo distribuídos por todos os subsistemas, informando as condições internas do nanossatélite (*housekeeping*).

O sistema de telecomando é responsável pela captura de um sinal oriundo do CMCD, para a execução de uma ação dentro do nanossatélite (LIMA et al., 2012). Desta forma, como o sistema de TC&C necessita de dois links, um em cada sentido, utilizam-se outras duas redes de antenas operando em frequências diferentes.

A Tabela 1 resume os quatro enlaces com as suas respectivas frequências centrais de operação, além dos tipos de antenas utilizadas.

Tabela 1 – Frequências de operação do sistema de comunicação do nanossatélite.

Enlace de Comunicação	Frequência	Tipo de Antena
Telecomando	435 MHz	Monopolo
Telemetria	145 MHz	Monopolo
<i>Uplink</i> do Transponder	401 MHz	<i>Microfita</i>
<i>Downlink</i> do Transponder	2260 MHz	<i>Microfita</i>

Para determinar os tipos de antenas a serem empregadas em cada um dos enlaces consideraram-se as frequências de operação e as características desejadas para cada um dos sistemas. Um dos aspectos que as antenas devem atender é o de apresentar um diagrama de irradiação com uma ampla largura de feixe de meia potência (LFMP, ou HPBW - do inglês, *Half-Power Beam Width*) (LIMA et al., 2012). Esta característica é definida como sendo o ângulo formado entre dois pontos nos quais a intensidade de irradiação possui a metade do valor máximo, em um plano que contenha a direção de máxima irradiação (BALANIS, 2005).

Esta ampla abertura de HPBW deve-se ao interesse de se cobrir a maior área geográfica possível, o que torna inviável o emprego de antenas muito diretivas.

2.3 Estado da Arte

Nas seções 2.1 e 2.2, o Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais e o Projeto CONASAT foram apresentados. Já nesta seção, serão revistas as ideias e projetos

de sistemas de comunicação aplicados ao setor espacial em diversos países.

Em (GAO et al., 2008), é apresentada uma revisão da tecnologia de antenas aplicadas em diversas funções de pequenos satélites, descrevendo algumas antenas desenvolvidas para as funções de telemetria, rastreamento e comando, recepção de sinal do sistemas globais de navegação por satélite.

Já (ABDELKARIM, 2015) apresenta o projeto e a construção do subsistema de comunicação de um nanossatélite seguindo o padrão do protótipo educacional da Universidade de Cartum, na capital do Sudão. As antenas utilizadas neste projeto são do tipo dipolo tanto para o receptor FM quanto para o transmissor FM. No protótipo foi utilizada fita métrica para a construção das antenas, pois se trata de um material flexível e que pode ser facilmente dobrada e liberada para retornar à sua forma normal após o lançamento, sem distorção.

Segundo (COSTANTINE et al., 2014), o projeto de desenvolvimento de antenas em UHF empregadas em pequenos satélites é um desafio para os projetistas devido às diversas restrições que o tamanho limitado do *CubeSat* impõe. O autor apresenta em seu trabalho as seguintes estruturas de antenas que operam na faixa de UHF e que podem ser consideradas potenciais candidatas a serem utilizadas em *CubeSats*: antena log-periódica formada por uma rede de dipolos, antena log-espiral e antena hélice quadrifilar.

No artigo de (HWANG, 1992) são apresentados exemplos de antenas para as funções de comunicação, rastreio, telemetria e comando (TT&C - do inglês, *tracking, telemetry, and command*) e antenas para satélites especiais. Segundo o autor, as antenas empregadas em satélites diferem em diversos aspectos das demais antenas. O autor destaca que uma antena para ser empregada em satélite deve ser concebida de forma a suportar as tensões mecânicas e térmicas. Outras restrições impostas são o tamanho, forma e peso do satélite, características que impactam no projeto de desenvolvimento de uma antena.

Em (MIZUNO et al., 2005), são apresentados dois protótipos de antenas para uma rede de nanossatélites distribuídos: uma antena UHF flexível para o enlace Terra–nanossatélite, e uma rede retrodiretiva operando em Banda-X para o estabelecimento do enlace de comunicação entre os nanossatélites. As dimensões deste nanossatélite são 10x10x15 cm, por isso foi empregado um monopolo para operar em UHF. Esta antena foi construída com uma fita métrica de aço inoxidável (trena métrica) com largura de 2,54 cm, uma vez que sua flexibilidade permite que a antena seja acondicionada de forma que, durante o lançamento do nanossatélite, toda a estrutura tenha um tamanho compacto e ela possa ser aberta logo após o lançamento. O tamanho total da antena ficou em 17,2 cm, que representa 1/4 do comprimento de onda em 434 MHz. Além disso, o monopolo fica inclinado em um ângulo de 135° em relação a face superior do nanossatélite.

O projeto de uma antena *loop* retangular linearmente polarizada, operando em

UHF, com a função de estabelecer o canal de subida (*uplink*), aplicada em um nanossatélite é sugerida por (HEARN, 2001). No entanto, o autor descreve que a desvantagem em utilizar este modelo de antena está relacionada à perda de potência, devido à incompatibilidade de polarização. Uma vez que o sinal transmitido será circularmente polarizado e a antena é linearmente polarizada, o autor sugere um aumento na potência transmitida ou uma redução na taxa de dados de *uplink* para compensar a perda por descasamento de polarização.

Tendo em vista que em muitos casos as dimensões do nanossatélite acabam sendo menores que o tamanho das antenas filamentosas comumente utilizadas para os *links* em UHF e VHF, estas antenas são feitas com materiais que as tornam flexíveis a ponto de que seja possível dobrá-las para obedecer os padrões de tamanho de um *CubeSat*. Dentro desta premissa, (KENY et al., 2013) sugere um circuito eletrônico para o controle de abertura de antenas filamentosas.

O trabalho de (SINGH; MUSTAPHA, 2013) refere-se à análise da interação entre antenas dipolos e monopolos aplicadas a um *CubeSat*. Tendo como objetivo verificar a interação entre as antenas, bem como posicioná-las de modo que a interferência mútua seja minimizada, o autor desenhou dois cenários para a análise da operação das antenas. Primeiramente, os dois irradiadores foram posicionados ortogonalmente entre si, a fim de minimizar a interação. Assim, o monopolo operando em VHF foi posicionado no canto da estrutura do *CubeSat* e a posição do dipolo, cuja operação é em UHF, foi variada. No segundo cenário, o posicionamento do monopolo e do dipolo foi invertido.

Em (MUCHALSKI et al., 2004), os resultados de estudo das propriedades elétricas de antenas em microfitas montadas em minissatélites (ESEO e SSETI-Express) são apresentadas. As dimensões destes minissatélites são de 60x60x70 cm, com dois painéis solares instalados na parte inferior da estrutura.

Os autores de (PALANTEI et al., 2013) relatam algumas questões técnicas sobre a construção de um sistema de antenas incorporadas em um nanossatélite. As antenas foram projetadas para operarem em modo ressonante em 2,4 GHz. Cada um dos quatro elementos da rede de antenas foi instalado em abas flexíveis.

Uma constelação de nanossatélites é sugerida em (MIZUNO et al., 2005) como uma solução para o estabelecimento das comunicações para o gerenciamento de uma crise provocada, por exemplo, por um ataque terrorista, desastre natural ou outra emergência em larga escala, onde um sistema de comunicação terrestre pode ter sido destruído. Além disso, o autor considera que a utilização de uma constelação de nanossatélites em um cenário hostil é mais robusta, uma vez que o inimigo terá mais dificuldades para interferir neste tipo de sistema de comunicação em comparação a um com único satélite. Este projeto faz parte do programa Nanosat Universitário, que é um esforço que agrega diversas universidades nos EUA e é patrocinado pelo escritório de pesquisas científicas de Força Aérea americana (AFOSR - do inglês, *Air Force Office of Scientific Research*), pelo Laboratório de Pesquisas

da Força Aérea dos EUA (AFRL - do inglês, *Air Force Research Laboratory*) e pela agência de Administração Nacional da Aeronáutica e Espaço (NASA - do inglês, *National Aeronautics and Space Administration*).

Em (KOMATSU; NAKASUKA, 2009), os principais conceitos e características do projeto “PRISM”, desenvolvido pelo Laboratório de Sistemas Espaciais Inteligentes (ISSL - do inglês, *Intelligent Space Systems Laboratory*) da Universidade de Tóquio são apresentados. Este nanossatélite será empregado para o sensoriamento remoto e seu sistema de comunicações consiste de dois módulos transmissores e dois módulos receptores.

Já em (WANG et al., 2005), o projeto de uma constelação de pequenos satélites para monitoramento do meio ambiente e desastres ambientais é descrito. A constelação consiste de um conjunto de oito pequenos satélites. Os instrumentos de carga consistem em uma câmera CCD (do inglês, *charge-coupled device*), uma câmera infravermelho, uma câmera para imagens hiper-espectral e um radar de abertura sintética (SAR - do inglês, *synthetic aperture radar*) operando em banda-S. O projeto é desenvolvido pela Comissão Nacional para a Redução de Desastres e Administração Estatal de Proteção Ambiental da China.

2.4 Antenas filamentosas - Monopolos

Antenas filamentosas do tipo monopolo são antenas montadas verticalmente sobre um plano de terra e sua base conectada a um gerador. Neste modelo, o plano de terra (GND) funciona como um “espelho” elétrico, gerando uma imagem virtual de outro monopolo (FRENZEL, 2013). O diagrama de irradiação típico de um monopolo é mostrado esquematicamente na Figura 5.

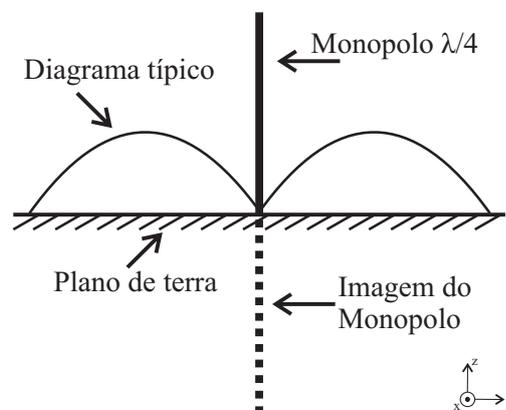


Fig. 5 – Vista do plano de elevação do diagrama de irradiação de um monopolo.

Um modelo de monopolo comumente utilizado é o monopolo de quarto de comprimento de onda ($\lambda/4$). Tais antenas são geralmente empregadas em frequências mais

baixas (AZNAR et al., 2002), pois proporcionam elementos de tamanho compacto, mas principalmente com pouco peso, se comparado com outros modelos de antenas.

De acordo com o modelo formado pelo monopolo de $\lambda/4$ e sua imagem, o resultado é uma antena dipolo de $\lambda/2$ equivalente. Seu diagrama de irradiação apresenta somente campos produzidos pelo monopolo no hemisfério superior ao GND (AZNAR et al., 2002). Observando-se de cima, no plano azimutal, o diagrama de irradiação é um círculo perfeito, já que se trata de uma antena omnidirecional (FRENZEL, 2013).

Para o diagrama mostrado na Figura 5, leva-se em consideração um GND infinito. No entanto, em situações práticas, monopolos são instalados sobre uma estrutura eletricamente condutora de tamanho finito. Esta limitação de dimensão ocasiona uma variação na resistência de irradiação e no diagrama de irradiação da antena. O efeito mais notável é que a antena passa a irradiar no hemisfério abaixo do GND, o que não acontecia no modelo de GND infinito (WEINER, 2003). O diagrama de irradiação típico de um monopolo $\lambda/4$ levando-se em conta um GND finito é mostrado na Figura 6.

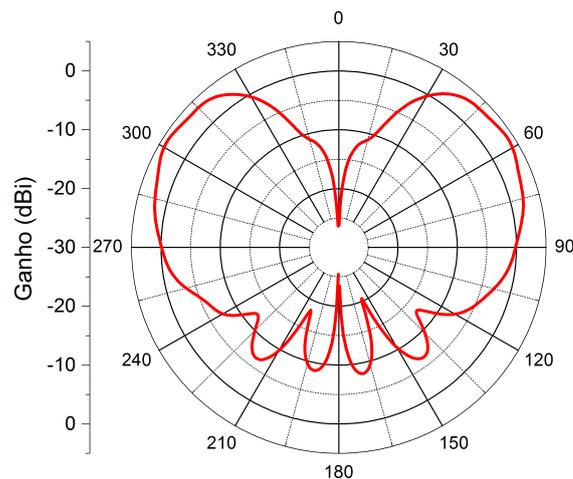


Fig. 6 – Efeito do GND finito no diagrama de irradiação de um monopolo de $\lambda/4$.

O parâmetro que dimensiona o monopolo e que garante sua ressonância na frequência de operação desejada é o seu comprimento, l , que é dado pela Equação (2.1):

$$l = \frac{\lambda_0}{4}, \quad (2.1)$$

sendo λ_0 o comprimento de onda de operação da antena, dado pela Equação (2.2):

$$\lambda_0 = \frac{c}{f}, \quad (2.2)$$

onde c é a velocidade da luz no vácuo ($\cong 3 \times 10^8$ m/s) e f a frequência de operação.

Como já fora mencionado, pela teoria de imagem, o monopolo $\lambda/4$ possui características semelhantes ao dipolo de $\lambda/2$, porém com a metade de seu comprimento. Desta

forma, os campos elétricos e magnéticos para o monopolo de $\lambda/4$ são dados pelas Equações 2.3 e 2.4, respectivamente:

$$E_{\theta} \simeq j\eta \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right], \quad 0 \leq \theta \leq 90^\circ \quad (2.3)$$

$$H_{\phi} \simeq j \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right], \quad 0 \leq \theta \leq 90^\circ, \quad (2.4)$$

onde η é a impedância intrínseca do meio e $k = 2\pi/\lambda$ é o número de onda.

O valor da impedância de irradiação de um monopolo $\lambda/4$ corresponde a

$$Z_{in} = 36,5 + j21,25 \Omega,$$

ou seja, metade do valor da impedância de um dipolo de $\lambda/2$.

2.5 Antenas de microfita

No programa CONASAT, antenas de microfita serão empregadas para o estabelecimento dos *links* de recebimento e transmissão de dados. Este tipo de antena apresenta algumas vantagens para aplicações aeroespaciais, como baixo perfil aerodinâmico, baixo peso, volume reduzido e flexibilidade de projeto (BALANIS, 2005). Entretanto, estas antenas apresentam algumas desvantagens, como: largura de banda estreita (geralmente menor que 5%), baixa capacidade de transmissão de potência, e perdas moderadas na linha de transmissão (HUANG; POZAR, 1997).

Uma antena de microfita retangular é caracterizada por possuir um elemento irradiador metálico (*patch*) de pequena espessura (t), de dimensões $W \times L$, posicionado a uma distância h acima do plano de terra (GND). O *patch* e o GND são separados por um substrato dielétrico, com permissividade dielétrica relativa (ϵ_r). A Figura 7 apresenta o modelo convencional de uma antena de microfita.

No projeto deste tipo de antena são empregados laminados dielétricos que possuem constante dielétrica entre 2, $2 \leq \epsilon_r \leq 12$. O baixo ϵ_r , juntamente com espessura h de valor não muito elevado, garantem o bom desempenho de uma antena de microfita, pois permite uma maior largura de banda, boa eficiência de irradiação e campos com facilidade de irradiação. Conseqüentemente, obtém-se ganho mais elevado. No entanto, materiais com essas propriedades têm como resultado *patches* com dimensões maiores, o que é indesejável em algumas aplicações (BALANIS, 2005).

Na literatura são encontrados diversos modelos para o formato de *patches*. Os mais clássicos são os elementos irradiantes quadrado, retangular, circular e dipolos (fitas), ilustrados na Figura 8.

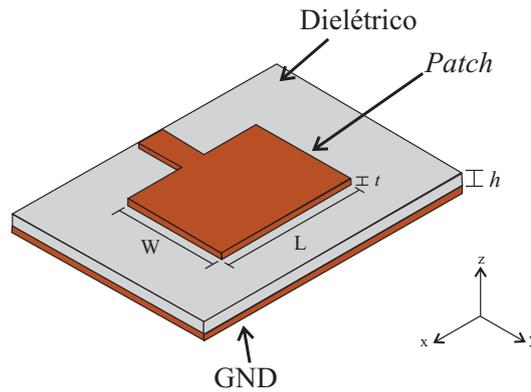


Fig. 7 – Vista isométrica de uma antena de microfita.

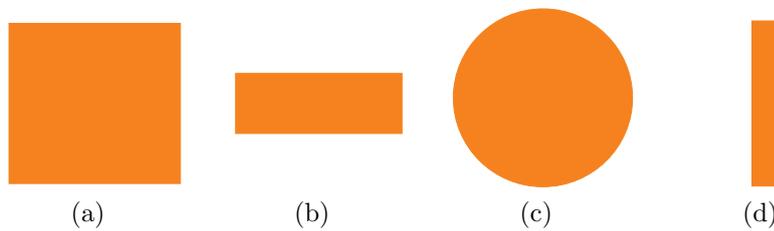


Fig. 8 – Tipos clássicos de irradiadores de microfita: (a) quadrado, (b) retangular, (c) Circular e (d) dipolo

Os métodos clássicos de alimentação de uma antena de microfita são: linha de microfita com contato elétrico, prova coaxial, acoplamento eletromagnético por abertura e o acoplamento eletromagnético por proximidade.

O método de alimentação por linha de fita com contato elétrico, mostrado na Figura 7, é o mais simples de todos os modos de alimentação, pois consiste de uma fita condutora que possui uma largura muito menor que o *patch*. Uma característica deste sistema é que ele apresenta facilidade para o casamento de impedância, uma vez que basta controlar o ponto de inserção. Como desvantagem, este modelo apresenta limitada largura de banda (que varia entre 2% e 5%), pois, conforme a espessura do laminado dielétrico aumenta, surgem ondas de superfície e irradiações indesejadas geradas pela linha de alimentação. Já a alimentação por prova coaxial (Figura 9), onde o condutor interno do coaxial é conectado ao *patch*, apresenta baixa irradiação espúria, porém também possui pequena largura de banda, além de ser mais difícil de modelar. Estes dois métodos de alimentação possuem assimetrias inerentes, que ocasionam um aumento na irradiação de polarização cruzada (BALANIS, 2005).

A fim de contornar este problema, foram introduzidas outras duas técnicas de alimentação: o acoplamento por abertura e o acoplamento eletromagnético. Nestes sistemas de alimentação não há contato entre a linha de alimentação e o elemento irradiador. A complexidade destes projetos está na utilização de, no mínimo, dois laminados dielétricos

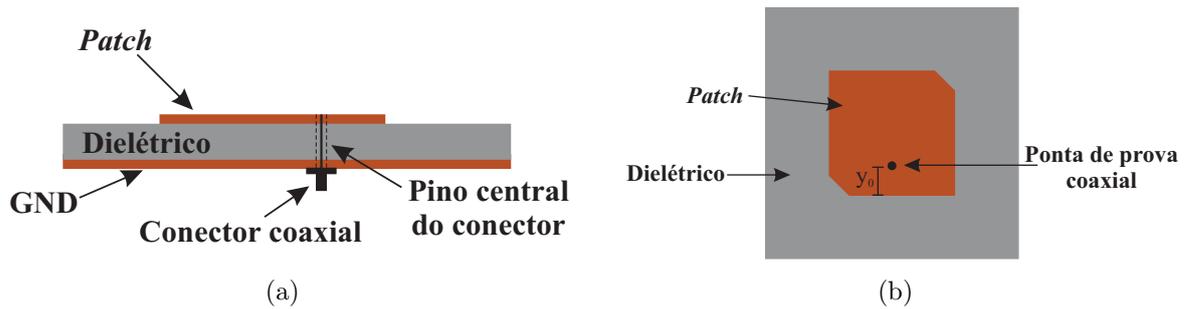


Fig. 9 – Vistas (a) transversal e (b) superior dos métodos de alimentação por ponta de prova coaxial

utilizados para separar o *patch*, a linha de alimentação e o GND.

No acoplamento por abertura (Figura 10), o GND separa dois substratos. A linha de alimentação é posicionada na face inferior do substrato de baixo. O acoplamento eletromagnético acontece porque o GND é vazado, de forma a criar uma fenda pela qual será transferido o sinal da linha de alimentação para o *patch* (RIBEIRO, 2012). Devido ao posicionamento do GND, o qual isola a alimentação do elemento irradiador, a irradiação indesejada é minimizada, possibilitando certo controle da polarização cruzada. Outra vantagem, citada por (LUK et al., 1997), é que dispositivos ativos podem ser fabricados em um laminado com alto ϵ_r para reduzir seu tamanho. Este método, denominado acoplamento por abertura (do inglês, *aperture coupling*), foi introduzido na engenharia de antenas por (POZAR, 1985).

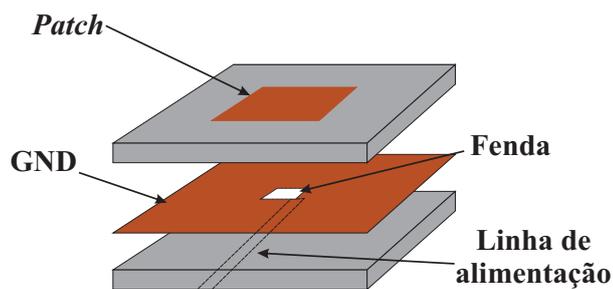


Fig. 10 – Método de alimentação por acoplamento por fenda.

O método de acoplamento eletromagnético (Figura 11) também envolve duas camadas de dielétrico. No entanto, a linha de alimentação fica entre os dois laminados. Entre os métodos de alimentação apresentados, o acoplamento eletromagnético é o que resulta em maior largura de banda, de até 13% (BALANIS, 2005). Esta vantagem justifica-se devido à maior distância entre o *patch* e o GND. Outro fator que conta a favor deste método é que o emprego de diferentes laminados possibilita obter determinadas características. O comprimento da linha de alimentação sob o *patch*, bem como sua largura, determinam o casamento de impedância da estrutura (RIBEIRO, 2012).

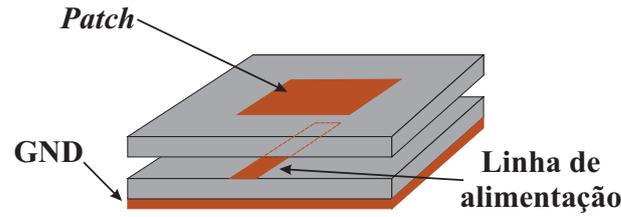


Fig. 11 – Método de alimentação por acoplamento eletromagnético.

Entre os métodos analíticos utilizados na caracterização de irradiação e propriedades de uma antena de microfita, os mais populares são o da linha de transmissão e o da cavidade ressonante. Entre os dois métodos, o da linha de transmissão é o mais simples, no entanto o menos preciso. Neste método, considera-se o *patch* retangular como seção de uma linha de microfita, a qual irradia em suas extremidades, e o campo varia ao longo de seu comprimento, mantendo-se uniforme no plano transversal (RIBEIRO, 2012). Mesmo não sendo tão preciso, são aceitas algumas tolerâncias nos resultados deste método, desde que seja limitada o seu uso para *patches* retangulares. Além disso, os resultados obtidos analiticamente servem como parâmetros iniciais para uma otimização da antena de microfita em simuladores eletromagnéticos comerciais.

Utilizando o modelo de linha de transmissão, chega-se aos parâmetros construtivos da antena de microfita: largura (W) e comprimento (L) do *patch*, a partir de ϵ_r , frequência de ressonância (f_r) e espessura do substrato dielétrico (h). Estes parâmetros são obtidos a partir das Equações

$$W = \frac{v_o}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}, \quad (2.5)$$

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2}, \quad (2.6)$$

$$\Delta L = 0,412h \frac{(\epsilon_{ref} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{ref} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)}, \quad (2.7)$$

$$L = \frac{v_o}{2f_r \sqrt{\epsilon_{ref}}} - 2\Delta L, \quad (2.8)$$

onde $v_o = 3 \times 10^8$ m/s, ΔL corresponde a extensão do *patch* ao longo de seu comprimento para modelagem das fendas de irradiação e ϵ_{ref} é a permissividade dielétrica efetiva.

2.6 Teoria de Redes de Antenas

Segundo (IEEE, 1993), rede de antena é definida como sendo uma “antena” composta por um determinado número de elementos irradiantes idênticos em um arranjo regular,

excitados de forma a se obter um determinado padrão de diagrama de irradiação.

O resultado do diagrama de irradiação de uma rede de antenas é um somatório vetorial dos campos produzidos por cada um dos elementos. Com a variação das amplitudes das correntes de excitação, da fase e do espaçamento entre os elementos, é possível determinar o apontamento de máxima irradiação, bem como a localização dos nulos (RIBEIRO, 2012).

Basicamente, há dois tipos de redes de antenas: redes lineares e redes planares. A primeira caracteriza-se por possuir elementos dispostos a distâncias regulares ao longo de um eixo. Uma rede é dita planar quando os elementos dispostos de forma regular estiverem formando um plano. Na Figura 12 é apresentado o esquemático destas estruturas típicas, espaçadas de d_i , onde i é a coordenada correspondente.

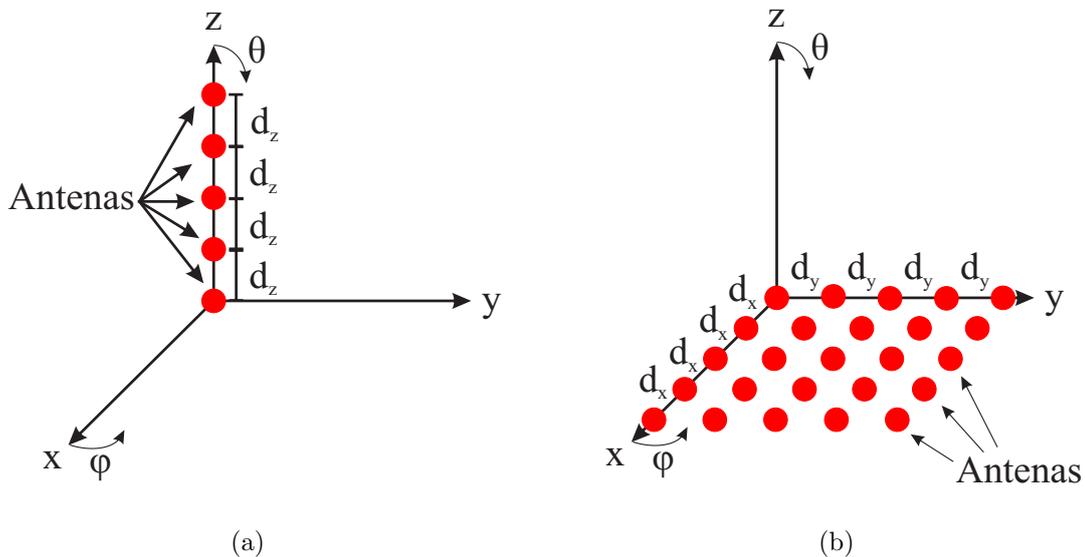


Fig. 12 – Configurações clássicas de redes de antenas: (a) rede linear e (b) rede planar.

Além da classificação devido à forma com que estão dispostos espacialmente os elementos, as redes de antenas ainda são mencionadas na literatura como redes uniformes e redes não-uniformes. Quando os elementos de uma rede estão espaçados igualmente, bem como alimentados por correntes de mesma amplitude, trata-se de uma rede uniforme. Caso contrário, refere-se à rede de antenas não-uniforme (RIBEIRO, 2012).

Como já foi mencionado, o diagrama de irradiação resultante de uma rede de antenas é determinado pela soma vetorial dos campos irradiados de cada um dos elementos. Tratando-se de uma rede uniforme de antenas, é comum o uso de uma aproximação matemática para saber o campo elétrico resultante, onde o campo elétrico do elemento simples é multiplicado pelo termo “fator de rede”. Este fator multiplicativo depende do número, da distância e da defasagem entre as correntes de excitação dos elementos (BALANIS, 2005).

3 Caracterização dos Sistemas de Comunicação do Nanossatélite

No capítulo 2, além da apresentação do programa CONASAT, foi apresentada uma breve fundamentação teórica sobre antenas de microfita, monopolos e de redes de antenas, além da descrição de projetos que utilizam nanossatélites. Já neste Capítulo, a caracterização dos elementos que compõem o sistema de comunicação do nanossatélite CONASAT é apresentada por meio do estudo e análise da performance das antenas.

3.1 Projeto da Rede de Antenas de *Uplink*

Na subseção 2.2.4 foi mencionado que a recepção de dados originários das PCD's será realizada por uma rede de antenas de microfita que opera na faixa de UHF. Devido ao grande comprimento de onda de operação, antenas que operam em sistemas UHF em satélites normalmente são do tipo monopolo. No entanto, este modelo de antena resulta em baixo ganho, reduzindo, assim, a relação sinal-ruído (SNR - do inglês, *Signal-to-Noise Ratio*) no receptor instalado no nanossatélite. Para contornar este problema, relacionado ao baixo ganho, uma rede de antenas de microfita foi projetada.

Para o desenvolvimento do projeto da antena de *uplink* seguiram-se as especificações contidas em (LIMA et al., 2012), que são as seguintes:

- Polarização circular à direita (RHCP);
- Razão axial menor que 6 *dB*;
- Impedância de 50 Ω ;
- Largura de banda (BW - do inglês, *bandwidth*) de no mínimo 2 *MHz*;
- Dimensão da antena menor que 20 *cm* \times 20 *cm*.

Diante destes fundamentos, dois fatores implicam em um desafio na busca de um desempenho satisfatório de uma antena com geometria elétrica pequena: o elevando comprimento de onda de operação para a presente aplicação (cerca de 75 *cm*) e a limitação de 20 *cm* \times 20 *cm* no tamanho da antena. Desta forma, a utilização de laminados dielétricos com ϵ_r alto é recomendado, acarretando na redução do tamanho físico do elemento irradiador.

3.1.1 Projeto do Elemento Simples

Conforme as especificações, a antena deve ser circularmente polarizada. Este tipo de polarização pode ser obtida através do uso de *patch* com cantos truncados (BALANIS, 2005). A fim de obter a largura de banda desejada, o substrato usado é espesso e é utilizado o método de alimentação por acoplamento eletromagnético. Para tanto, foi empregada uma camada de laminado entre a linha de alimentação e o GND, e outra camada entre a linha de alimentação e o *patch*. O laminado de micro-ondas utilizado é o Taconic CER-10 (TACONIC CORP., 2009), com $\epsilon_r = 10,2$ e espessura de $3,18 \text{ mm}$. As camadas de substrato foram coladas utilizando o adesivo *Fast Rise 27* (FR27) (TACONIC CORP., 2013) que possui $\epsilon_r = 2,61$ e $h = 0,08128 \text{ mm}$. A Figura 13 apresenta uma vista de um corte transversal de uma antena alimentada por acoplamento eletromagnético.

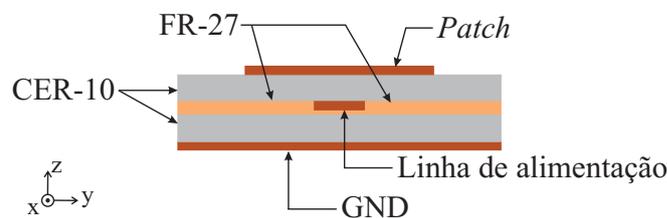


Fig. 13 – Vista transversal da antena de microfita alimentada por acoplamento eletromagnético.

Para o projeto da antena circularmente polarizada (CP), levou-se em consideração um *patch* quadrado de largura W . A linha de alimentação possui largura W_{z0} e comprimento L a partir da borda do *patch* em direção ao centro. Os truncamentos nos dois cantos do *patch*, possuem dimensão A , garantem a perturbação de dois modos ortogonais gerando, assim, uma onda circularmente polarizada. Os detalhes da geometria da antena são mostrados na Figura 14. As dimensões obtidas após otimização da razão axial e da impedância são reproduzidas na Tabela 2.

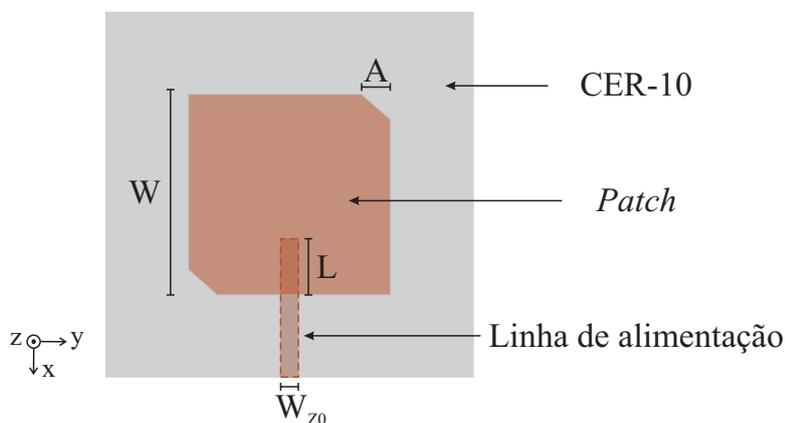


Fig. 14 – Parâmetros construtivos de antena de microfita CP.

Tabela 2 – Parâmetros construtivos da antena circularmente polarizada.

Parâmetro	Dimensão (<i>mm</i>)
W	118,7
L	55,9
A	7,063
W_{z0}	3,5

Os resultados para a razão axial e coeficiente de reflexão são mostrados nas Figuras 15 e 16, respectivamente.

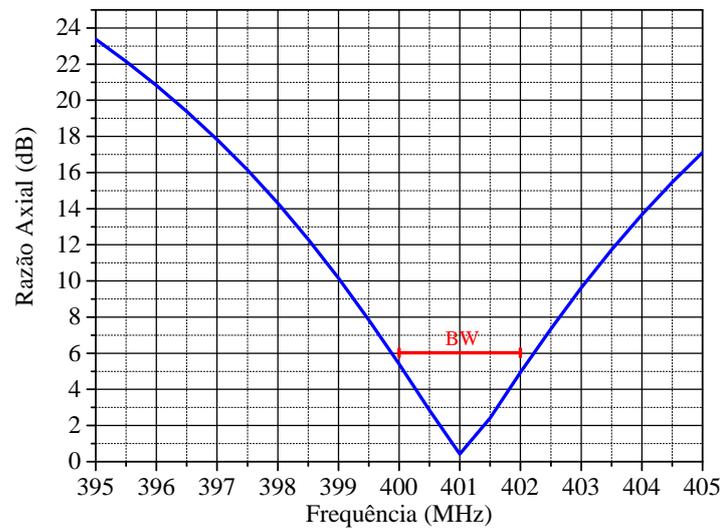
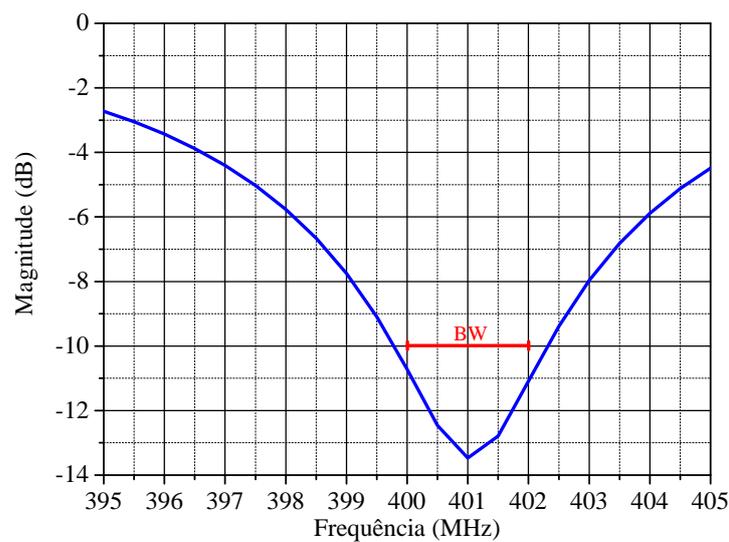
Fig. 15 – Razão axial em função da frequência para antena CP, em $\phi = \theta = 0^\circ$.

Fig. 16 – Coeficiente de reflexão em função da frequência para antena CP.

O diagrama de irradiação é ilustrado na Figura 17. O máximo ganho obtido para a antena CP foi de 1,73 *dB*_i, enquanto que a razão frente-costas ficou em 3,82 *dB*.

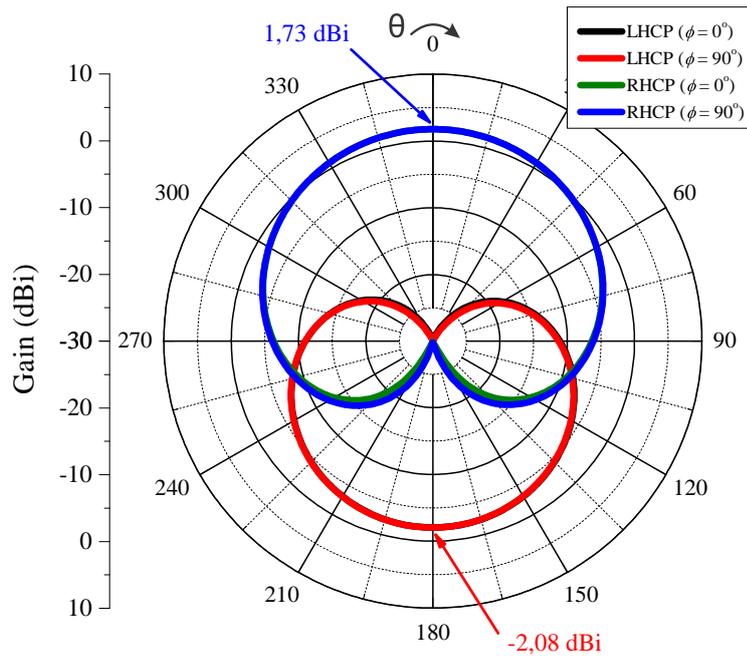


Fig. 17 – Diagrama de irradiação da antena CP.

Devido ao tamanho do nanossatélite, o GND da antena possui uma dimensão de $19\text{ cm} \times 19\text{ cm}$. Como este tamanho é muito menor que o comprimento de onda de operação no espaço livre, o diagrama de irradiação mostrado na Figura 17 exibe uma grande irradiação para o hemisfério inferior da antena. Este fato leva o ganho resultante a ser muito inferior ao que é normalmente esperado para uma antena de microfita, já que grande quantidade de potência está sendo irradiada para trás em comparação à direção de interesse.

3.1.2 Validação do projeto da antena CP

Conforme o fluxo do projeto mostrado na seção 1.2, após a etapa da análise computacional e com a caracterização da antena definida, vem o processo de fabricação do protótipo, a fim de validar os resultados computacionais obtidos. A foto do protótipo construído é mostrada na Figura 18.

Nesta etapa, foi encontrada a maior dificuldade durante todo o processo de execução deste projeto. Tendo em vista que para a construção do protótipo nenhuma máquina especial para a prensagem e colagem dos laminados estava disponível, diversos métodos foram utilizados buscando uma prensagem homogênea da estrutura. Além disso, para a realização correta do processo de colagem, a estrutura deve ser levada a um forno com um rigoroso controle de temperatura e de tempo. Na Figura 19 são demonstrados os métodos de prensagem utilizados para a construção do protótipo da antena CP. Mesmo tentando de várias maneiras a prensagem do material, não houve nenhum que apresentasse resultados satisfatórios. Como consequência, o FR27 não colou completamente os laminados,

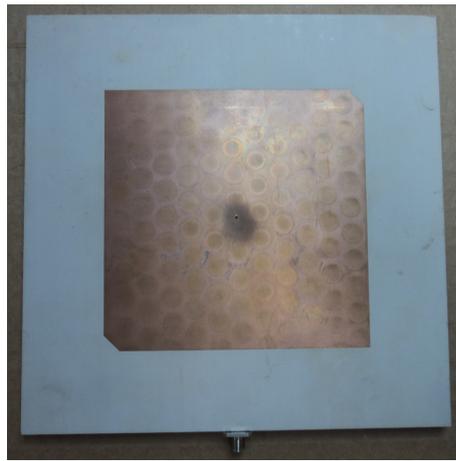
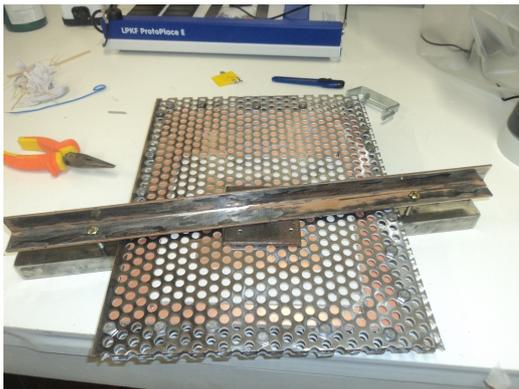
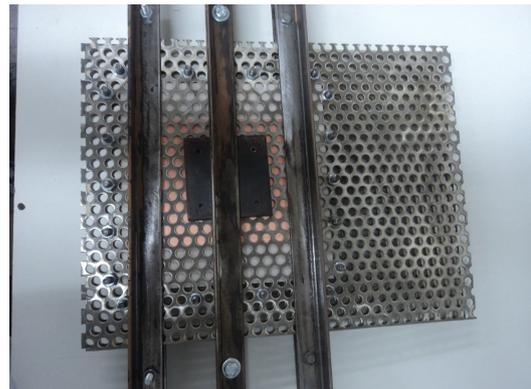


Fig. 18 – Vista superior do protótipo construído.

permanecendo uma camada de ar no interior da estrutura. Este fato é claramente mostrado na Figura 20.



(a)



(b)



(c)

Fig. 19 – Métodos de prensagem utilizados para a colagem dos laminados.

A presença de ar no interior da estrutura modifica o valor nominal da constante dielétrica eficaz, que por consequência, muda a frequência de ressonância do protótipo.

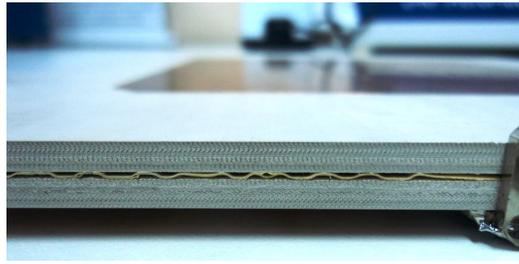


Fig. 20 – Vista transversal do protótipo da antena CP.

Assim, uma nova simulação incluindo uma camada de ar com espessura de $0,045\text{ mm}$ foi realizada. A comparação entre os coeficientes de reflexão medido e simulados é mostrada na Figura 21. Como pode ser observado, o resultado da simulação incluindo uma camada de ar reproduz bem curva medida.

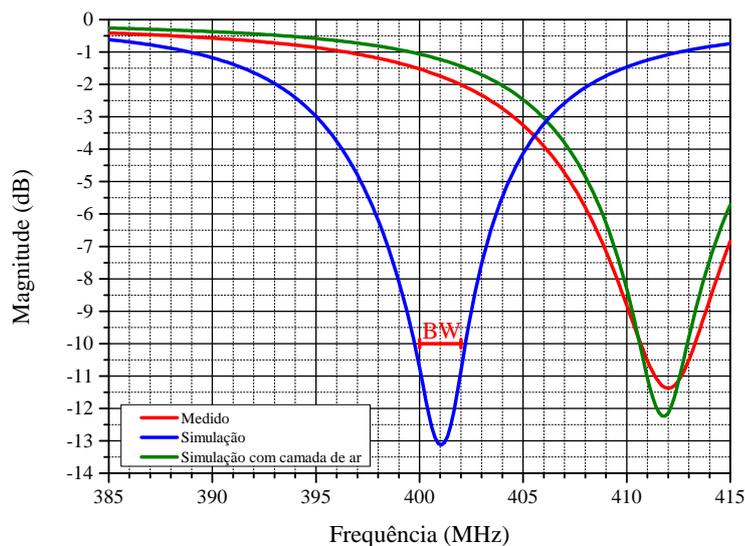


Fig. 21 – Coeficiente de reflexão simulado e medido.

3.1.3 Projeto de Antena com GND estendido

Como mencionado anteriormente, o ganho da antena circularmente polarizada ficou muito aquém do esperado para este tipo de antena, causado pelo tamanho limitado do plano de terra.

Uma maneira de contornar este problema é aumentar a dimensão do GND. No entanto, esta solução faz com que a antena tenha um tamanho maior que a máxima dimensão especificada, além de aumentar o peso da antena, o que é indesejado para o emprego em nanossatélites.

É possível minimizar a irradiação traseira construindo um GND estendido com a utilização de fitas metálicas, que podem ser dobradas antes do lançamento e que se abrem automaticamente quando as antenas iniciarem o seu posicionamento após a abertura das abas articuladas. Em (VIEIRA et al., 2015) um estudo sobre antenas de microfita com GND estendido é apresentado, onde uma comparação entre os resultados utilizando três modelos para estender o GND de uma antena de microfita circularmente polarizada é feita. O melhor resultado apresentado foi o da antena com um GND estendido com geometria em formato de grade metálica, formada por fitas metálicas de largura $1,3\text{ cm}$ e comprimento de 10 cm . O GND estendido com fitas metálicas é mostrado na Figura 22.

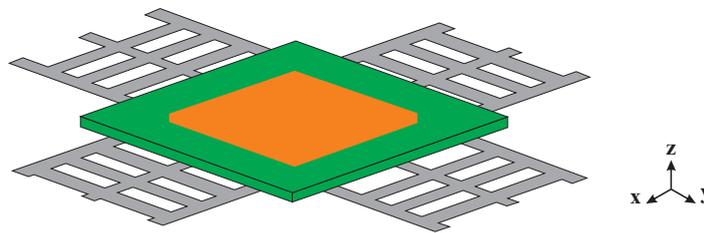


Fig. 22 – Antena de microfita com GND estendido.

Após a inclusão das fitas metálicas junto ao GND, novas dimensões construtivas foram obtidas para a antena. Estes valores são descritos na Tabela 3. Os resultados para a razão axial e coeficiente de reflexão são mostrados nas Figura 23 e 24, respectivamente.

Tabela 3 – Parâmetros construtivos da antena CP com GND estendido.

Parâmetro	Dimensão (mm)
W	119,26
L	55,9
A	8,5
W_{z0}	3,5

O diagrama de irradiação para as antenas com GND estendido é mostrado na Figura 25. O máximo ganho obtido foi de $4,78\text{ dBi}$, enquanto que a razão frente-costas ficou em $10,02\text{ dB}$.

Com esta topologia (GND estendido) obteve-se um aumento no ganho da antena quando comparada à topologia tradicional. Isso é melhor observado quando é plotado os dois resultados em um mesmo gráfico, como na Figura 26. Esta melhora no valor do ganho deve-se ao fato de que houve uma redução considerável na quantidade de energia irradiada para a parte de trás da antena, devido à presença da grade para aumento do GND da antena.

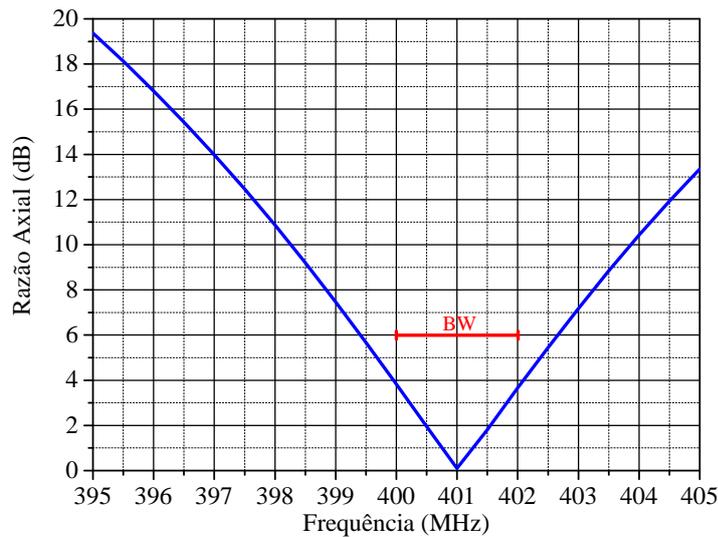


Fig. 23 – Razão axial em função da frequência da antena CP com GND estendido, para $\phi = \theta = 0^\circ$.

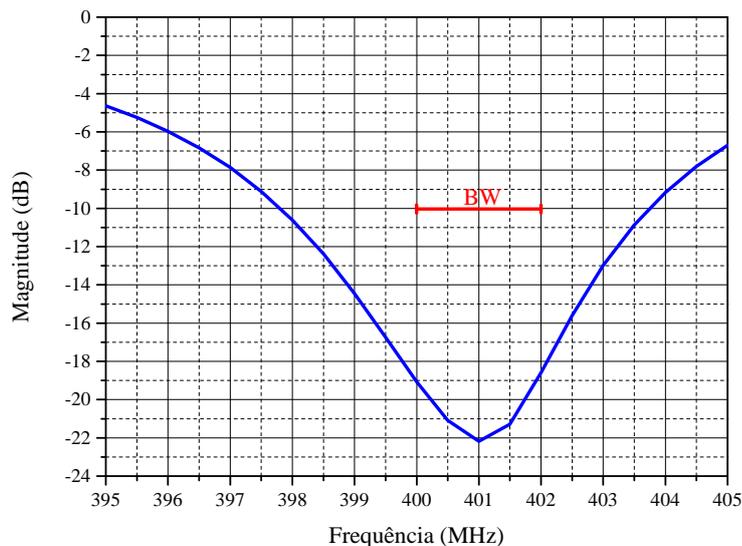


Fig. 24 – Coeficiente de reflexão em função da frequência para antena CP com GND estendido.

3.1.4 Validação do projeto da antena CP com GND estendido

A fim de ratificar o modelo computacional, um protótipo da antena de microfita circularmente polarizada com o GND estendido foi construído. A foto do protótipo é mostrada na Figura 27.

O processo de prensagem utilizado foi o mostrado na Figura 19c, o qual mostrou melhor resultado, comparado aos demais. Houve praticamente uma homogeneidade na distribuição da pressão sobre a antena, uma vez que a colagem não foi perfeita apenas em

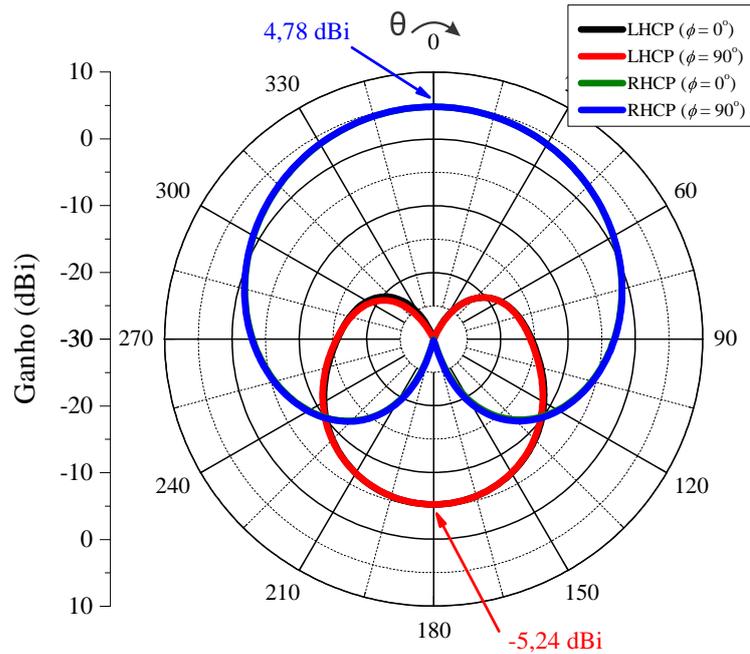
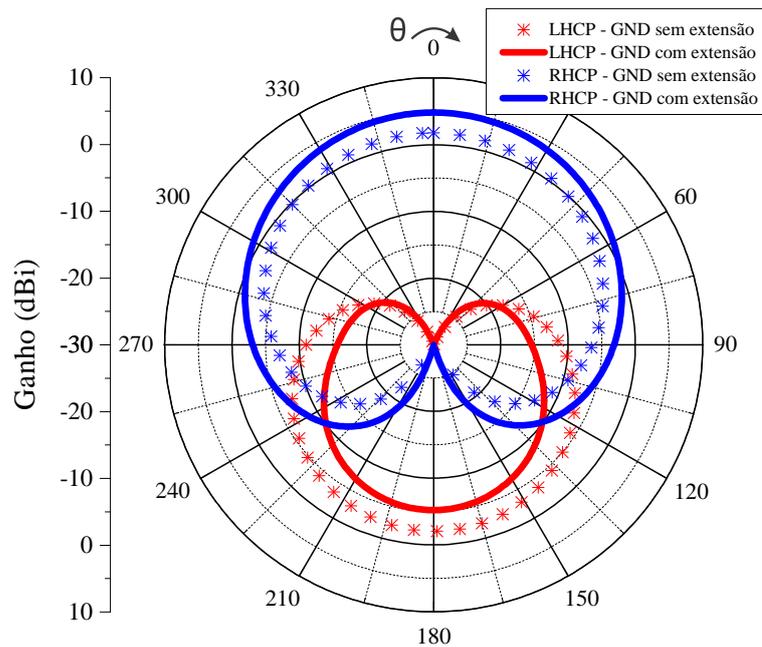


Fig. 25 – Diagrama de irradiação da antena CP com GND estendido.

Fig. 26 – Comparação dos diagramas de irradiação entre as antenas sem e com o GND estendido, no plano $\phi = 0^\circ$.

pequenas regiões nas bordas do protótipo. Na Figura 28 são mostradas vistas dos quatro perfis do protótipo, sendo possível a visualização do processo de colagem.

O resultado obtido para o coeficiente de reflexão deste protótipo é mostrado na Figura 29. Como é possível observar, a ressonância do protótipo da antena CP com GND estendido ocorreu em 436 MHz . Isso representa um desvio de $8,72\%$ na frequência de

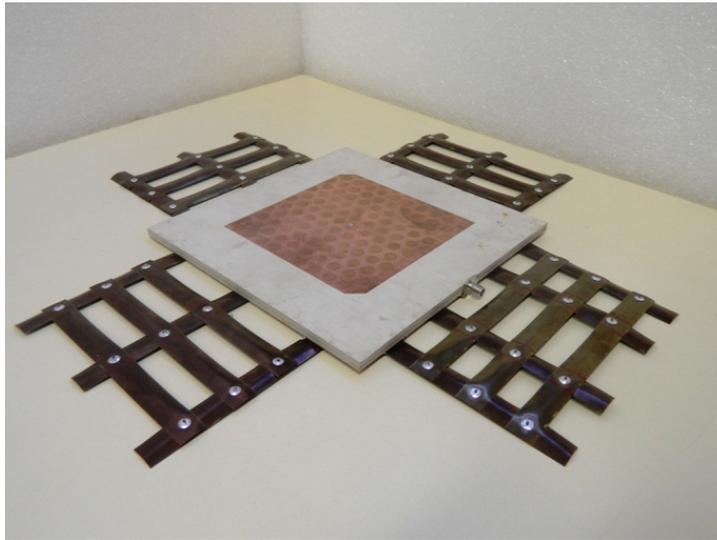


Fig. 27 – Foto do protótipo da antena com plano de terra estendido.

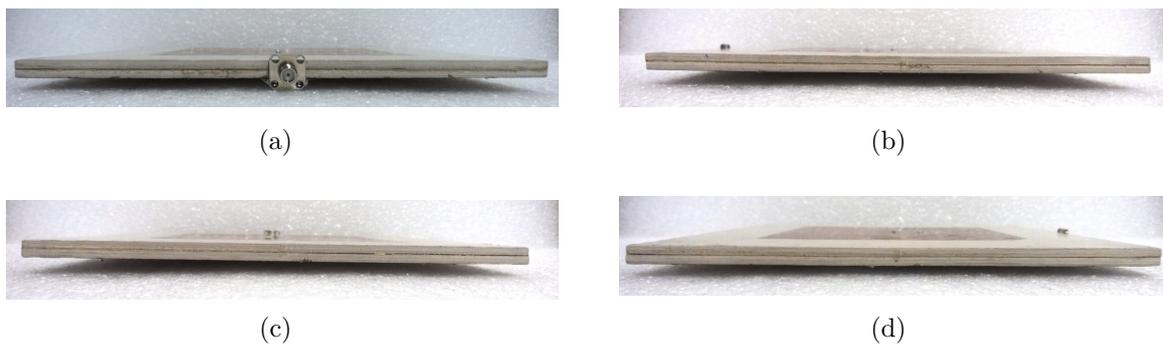


Fig. 28 – Vistas laterais do protótipo com GND estendido, para verificação da colagem dos laminados.

operação desejada.

Diante desta disparidade entre os resultados medido e simulado, buscou-se observar o comportamento da variação da impedância da antena na Carta de Smith. Este gráfico é mostrado na Figura 30, no qual também plotou-se a curva resultante da simulação.

Analisando na Carta de Smith, a discrepância fica mais evidente, uma vez que a impedância em 401 MHz na simulação ficou em $0,89 - 0,1j \Omega$, enquanto que na medição do protótipo ficou em $0,04 + 1,16j \Omega$. Para o protótipo, o ponto de inflexão da curva, que representa o ponto de melhor razão axial, ocorre em 426 MHz para uma impedância de $1,35 + 2,15j \Omega$ e, para o valor de melhor casamento (436 MHz), a impedância ficou em $0,94 - 0,68j \Omega$. Todos os valores estão normalizados em 50Ω .

A fim de aproximar o valor de ϵ_r usado na simulação ao valor de ϵ_r real do laminado, foi realizada uma nova simulação variando este parâmetro. Desta forma, obteve-se um resultado próximo ao do protótipo quando $\epsilon_r = 8,45$. O gráfico é mostrado na Figura 31.

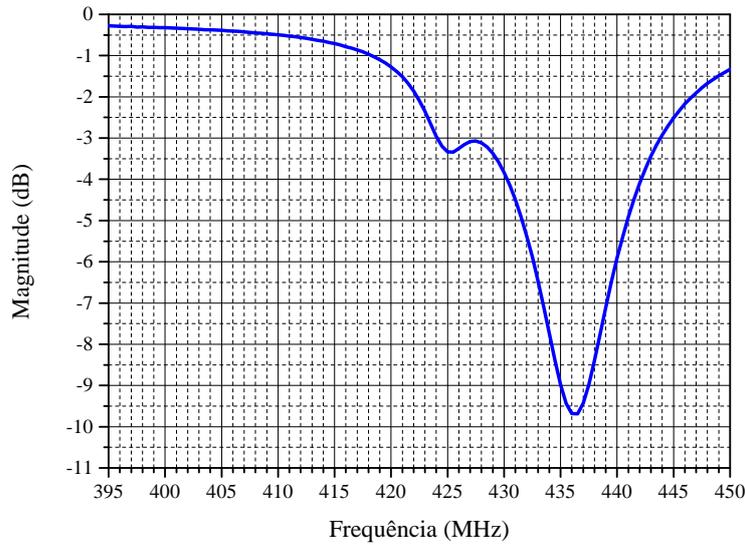


Fig. 29 – Coeficiente de reflexão medido do protótipo da antena CP com GND estendido.

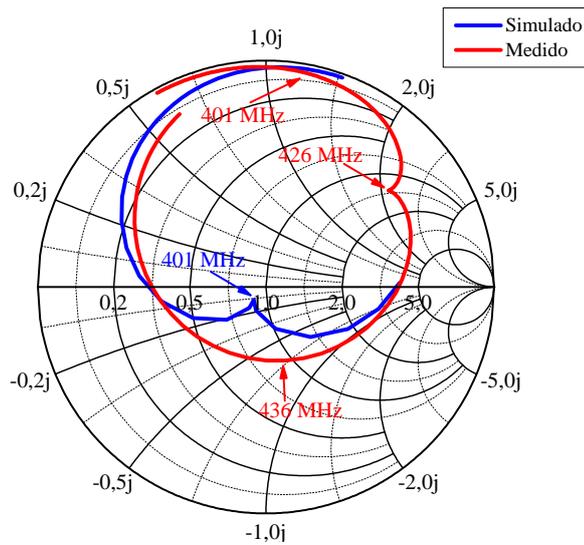


Fig. 30 – Comparação entre as impedâncias de entrada medida e simulada da antena CP com GND estendido.

O valor obtido extrapola a variação indicada no *datasheet* do produto, no qual a faixa indicada de valores aceitáveis para constante dielétrica do CER-10 é $9,7 \leq \epsilon_r \leq 10,7$ (TACONIC CORP., 2009).

Para verificar a variação da impedância em relação à frequência, plotou-se na Carta de Smith o resultado obtido na simulação considerando $\epsilon_r = 8,45$. Para fins comparativos, também foram traçadas as curvas dos resultados simulados e medidos para $\epsilon_r = 10,2$. Estes três resultados são mostrados na Figura 32.

Perante os resultados na Carta de Smith verifica-se que, mesmo variando o valor da constante dielétrica do laminado, a curva da impedância não possui comportamento

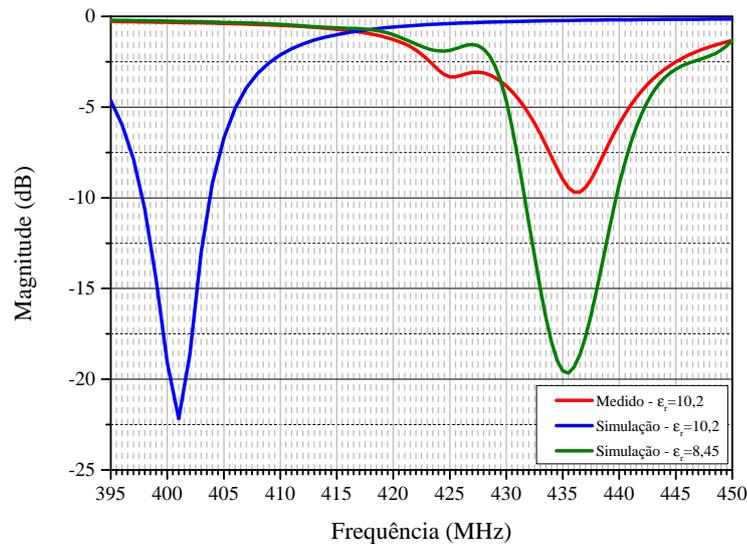


Fig. 31 – Comparação entre os coeficientes de reflexão medido e simulados da antena CP com GND estendido.

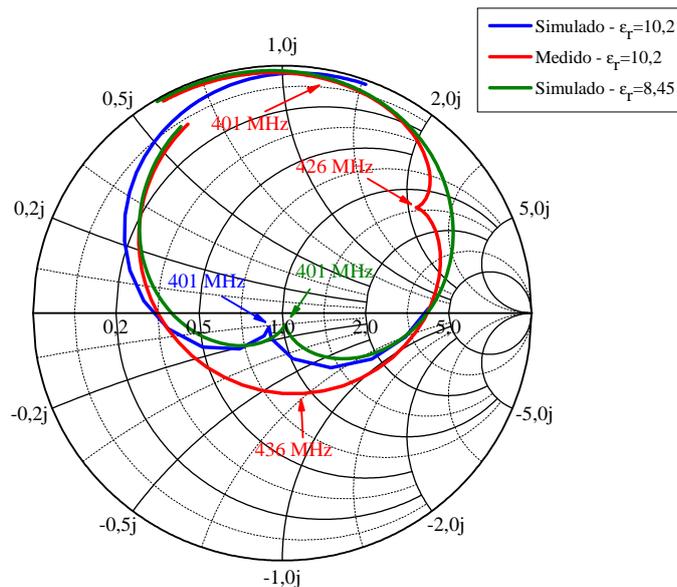


Fig. 32 – Comparação da variação da impedância em função da frequência na Carta de Smith.

semelhante à do protótipo, mesmo que o resultado do coeficiente de reflexão na frequência de ressonância do modelo computacional, com $\epsilon_r = 8,45$, seja muito semelhante ao do protótipo construído.

Assim, após os vários estudos de caso, sendo os principais a simulação com camada de ar e a variação do ϵ_r , suspeita-se que o laminado apresenta um comportamento anisotrópico. Ou seja, o fluxo elétrico no interior do laminado passa a depender da direção do campo elétrico. Assim, o laminado passa a não ter mais uma permissividade elétrica

escalar, mas, sim, um tensor permissividade elétrica.

Um parâmetro importante a ser observado é o fator de qualidade (Q) da antena, que, para esta geometria, fica em torno de 50 %. Isto significa que metade da potência é perdida na própria estrutura da antena. Este fator é influenciado pelas seguintes perdas da antena: de irradiação, de condução (ôhmicas), dielétricas e de ondas de superfície (BALANIS, 2005).

Para testar as reais características do laminado, optou-se por construir uma antena sem a presença da cola. Com isso, a alimentação da antena deve ser mais simples que a anterior, pois o esquema por acoplamento eletromagnético não é mais possível com uma única camada dielétrica.

3.1.5 Projeto de Antena CP alimentada por ponta de prova coaxial

Como já fora descrito, o novo projeto de antena CP com GND estendido passou a usar o método de alimentação por prova coaxial, com esquemático semelhante ao já apresentado na Figura 9.

Neste modelo, um novo parâmetro irá determinar a resistência de entrada de ressonância que é a distância da posição y_0 da ponta de prova coaxial em relação à borda do *patch*. Os demais parâmetros (W e A , iguais ao do outro projeto) garantem a frequência de ressonância e a polarização circular da antena. Os valores obtidos em simulação computacional, para a antena operar de modo ressonante em 401 MHz, são descritos na Tabela 4.

Tabela 4 – Parâmetros construtivos da antena alimentada por ponta de prova coaxial.

Parâmetro	Dimensão (mm)
W	115,57
y_0	34
A	6,2
W_{z0}	3,5

Os resultados obtidos para a razão axial e coeficiente de reflexão são mostrados nas Figuras 33 e 34, respectivamente.

Comparando os gráficos das razões axial das simulações das antenas com excitação por acoplamento eletromagnético e por prova coaxial, Figuras 23 e 33, respectivamente, observa-se uma redução na largura de banda de 6 dB. Esta redução de largura de banda já era esperada, como consta na literatura, pois o método de alimentação utilizado produz uma largura de banda estreita.

O ganho obtido para esta antena, em simulação computacional, foi de 3,71 dBi e a razão frente-costas ficou em 10,12 dB. Conforme esperado, houve uma redução no ganho

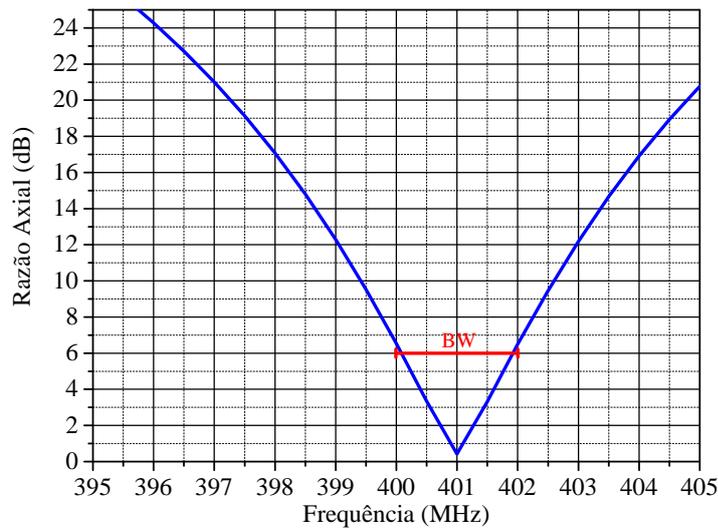


Fig. 33 – Razão axial em função da frequência da antena alimentada por prova coaxial.

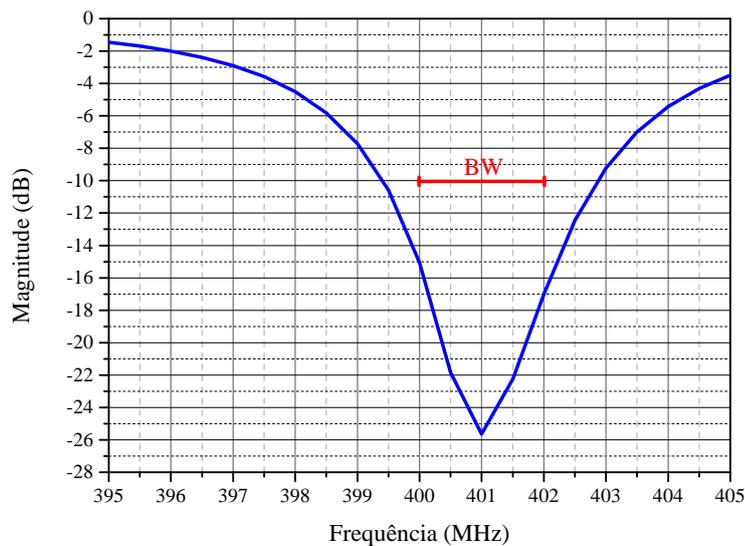


Fig. 34 – Coeficiente de reflexão da antena alimentada por prova coaxial.

da antena comparado com o resultado obtido com a antena alimentada por acoplamento eletromagnético. O diagrama de irradiação é mostrado na Figura 35.

Após a otimização, um protótipo desta nova geometria foi construído. Os detalhes desta antena são mostrados na Figura 36.

Os resultados obtidos para o coeficiente de reflexão e a variação da impedância do protótipo construído são mostrados nas Figuras 37 e 38, respectivamente.

Na medição do coeficiente de reflexão, obteve-se um resultado que apresentou um pequeno desvio em frequência, sendo que o protótipo teve sua ressonância na frequência de

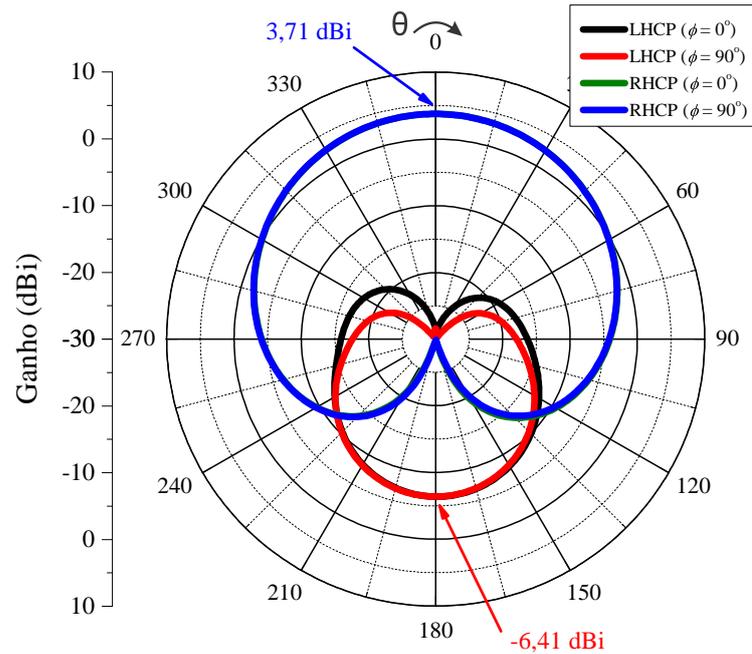


Fig. 35 – Diagrama de irradiação da antena alimentada por prova coaxial.

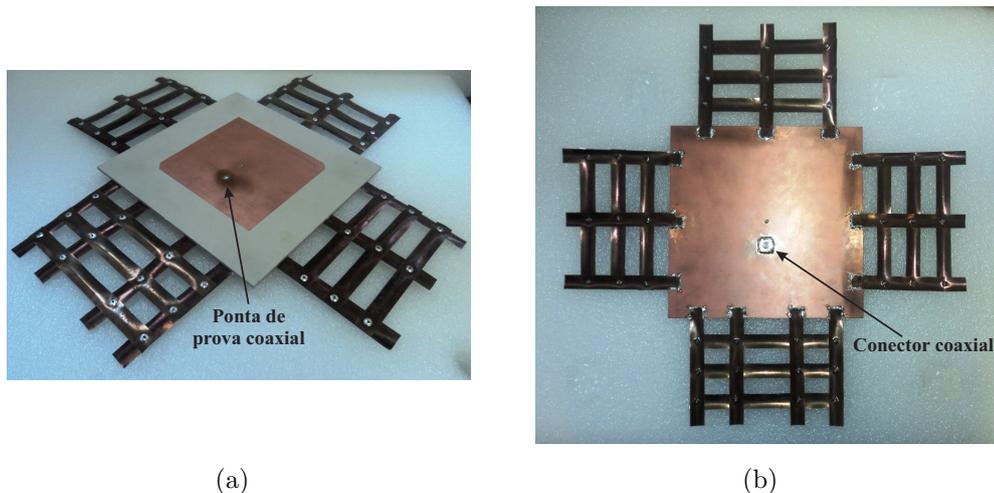


Fig. 36 – (a) Vista isométrica e (b) vista inferior do protótipo da antena CP alimentada por ponta de prova coaxial.

398 MHz. Para esta frequência, o protótipo possui uma impedância de $0,94 - 0,01j \Omega$, valor este normalizado para 50Ω . Este ponto é indicado na Figura 38.

Este desvio em frequência indica que o ϵ_r no laminado de micro-ondas não corresponde ao utilizado nas simulações ($\epsilon_r = 10,4$). A fim de verificar o real valor da constante dielétrica, um estudo paramétrico foi realizado variando-se ϵ_r entre 10,4 e 10,6. Os resultados obtidos são mostrados na Figura 39, juntamente com a curva obtida na medição do protótipo. Verifica-se que o parâmetro ϵ_r com valor 10,6 fez a curva resultante da simulação aproximar-se da curva da medição. Com isso, foi realizada uma nova simulação

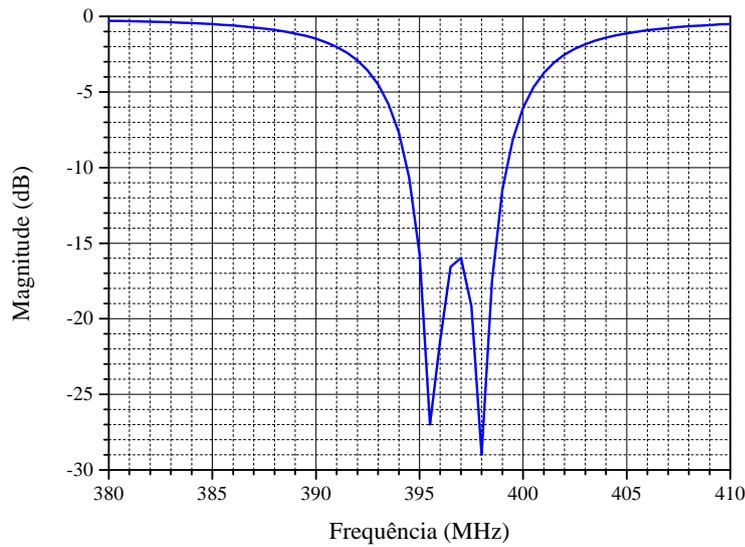


Fig. 37 – Resultado medido do coeficiente de reflexão da antena alimentada por prova coaxial.

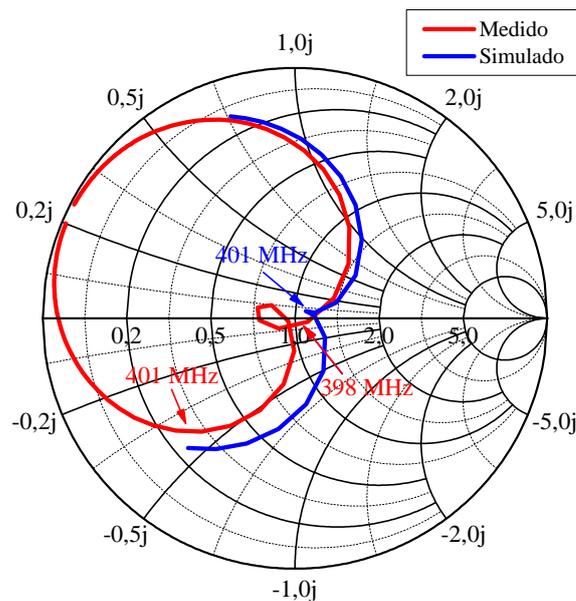


Fig. 38 – Resultado medido da impedância de entrada na Carta de Smith do protótipo da antena alimentada por prova coaxial.

utilizando este valor e, após nova otimização, foi obtido um novo valor para o tamanho do *patch*, sendo $W = 114,61 \text{ mm}$. Os demais parâmetros seguiram com as mesmas dimensões. Com isso, os resultados obtidos para a razão axial e ganho são mostrados nas Figuras 40 e 41, respectivamente. Esta antena apresentou um ganho de $3,67 \text{ dBi}$ e sua razão frente-costas ficou em $9,58 \text{ dB}$. Após a obtenção de resultados satisfatórios, levou-se o modelo computacional para o processo de fresagem, onde o protótipo foi construído.

Na Figura 42 são mostrados os resultados simulados e medidos para o coeficiente de

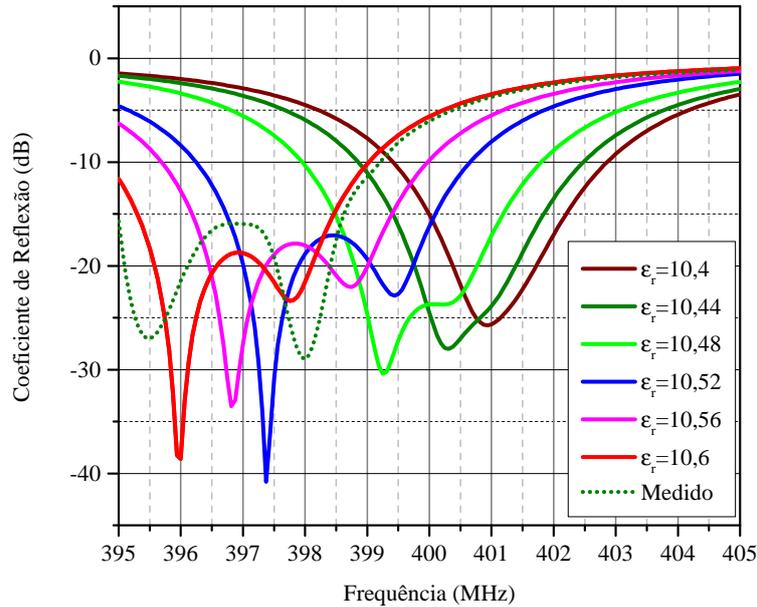


Fig. 39 – Comportamento do coeficiente de reflexão em função da frequência, variando-se ϵ_r .

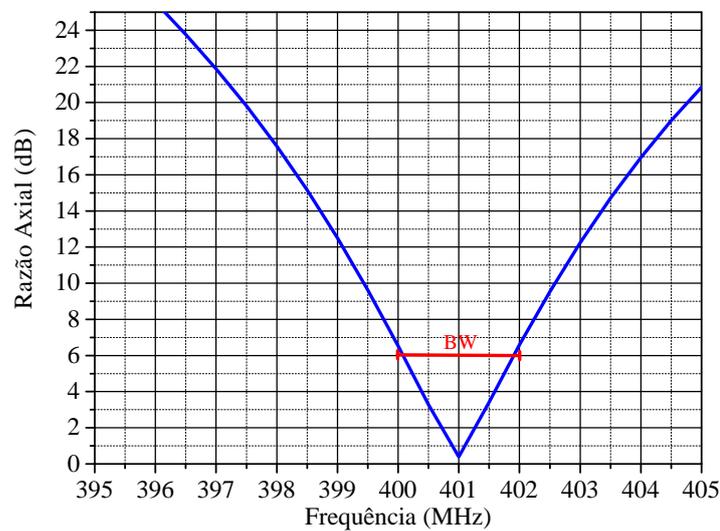


Fig. 40 – Razão axial em função da frequência, da antena alimentada por prova coaxial, para $\epsilon_r = 10,6$.

reflexão em função da frequência. Nota-se que houve uma pequena variação na frequência de ressonância entre as curvas medida e simulada. O protótipo obteve o melhor resultado em $402,5 \text{ MHz}$.

Já na Figura 43 são mostrados os resultados simulados e medidos para a variação da impedância em função da frequência na Carta de Smith.

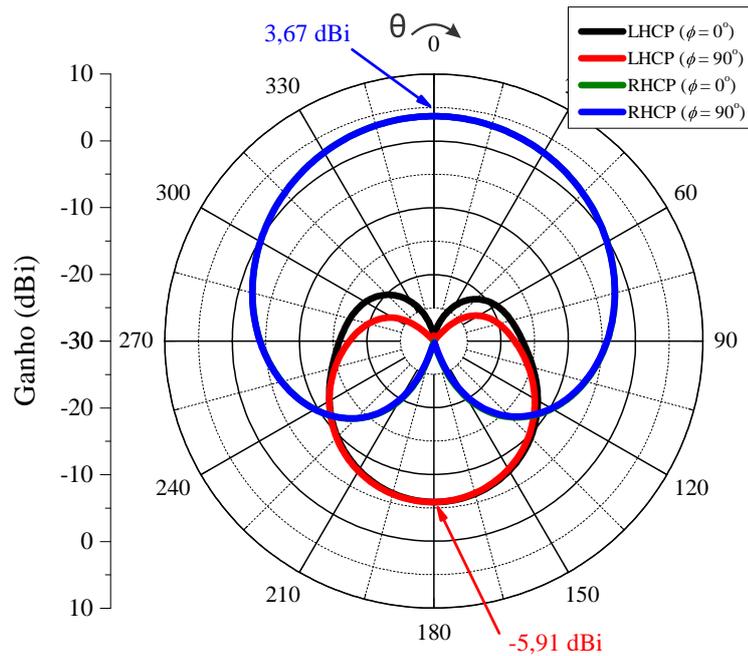


Fig. 41 – Ganho da antena alimentada por prova coaxial, para $\epsilon_r = 10,6$.

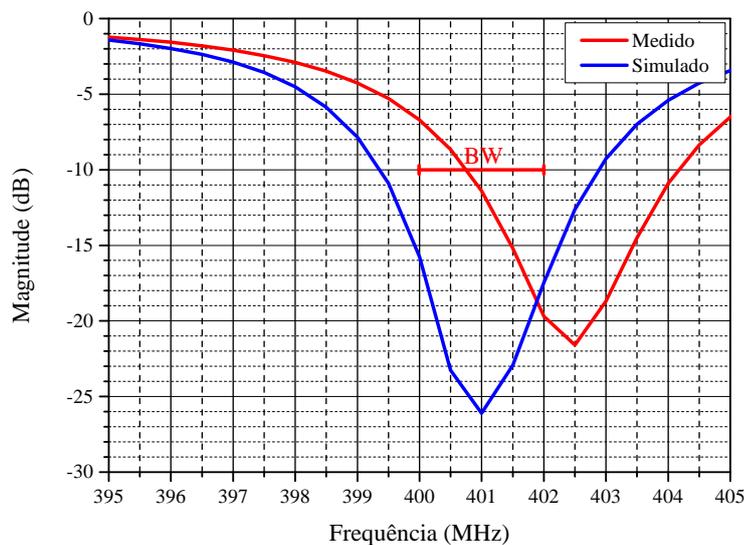


Fig. 42 – Comparação entre os resultados do coeficiente de reflexão medido e simulado da antena alimentada por prova coaxial, para $\epsilon_r = 10,6$.

Pelo desvio de frequência, que é mostrado na Figura 42, define que a correção da constante dielétrica realizada anteriormente ainda pode ser melhorada, pois, analisando os resultados na Carta de Smith (Figura 43), observa-se que o ponto de inflexão na curva medida ocorre em $402,5 \text{ MHz}$. Ou seja, é para esta frequência que a antena está operando com melhor nível de polarização circular.

Diante destes fatos, um novo estudo paramétrico a fim de obter na simulação uma

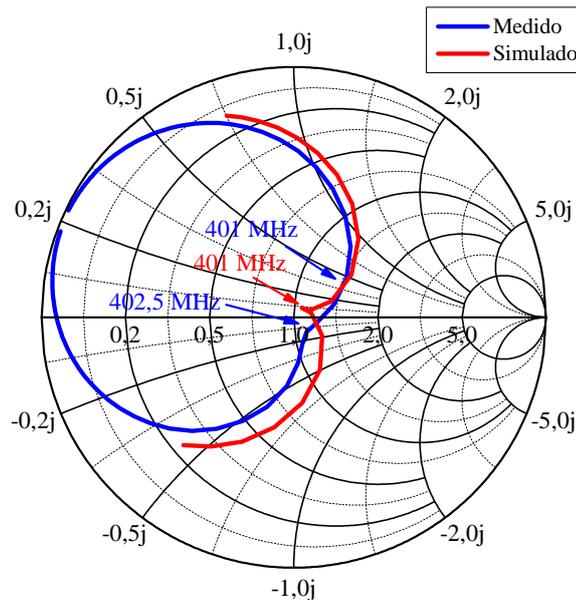


Fig. 43 – Comparação do resultado medido e simulado da impedância de entrada da antena alimentada por prova coaxial, para $\epsilon_r = 10,6$.

curva para o coeficiente de reflexão semelhante à curva medida foi realizado. Neste estudo, variou-se o ϵ_r na faixa de 10,5 e 10,6, sendo que o melhor resultado obtido, ou seja, a curva cujo valor de ϵ_r que melhor se aproxima da curva medida, foi para o valor de $\epsilon_r = 10,52$. As curvas são apresentadas na Figura 44.

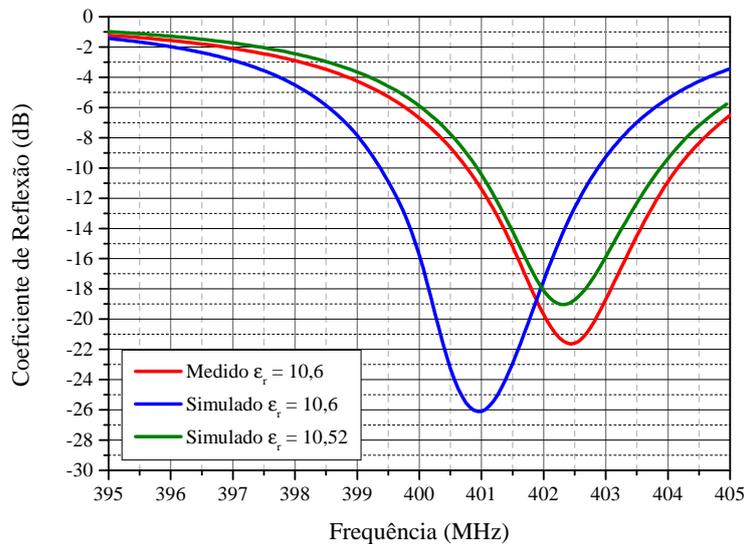


Fig. 44 – Comparação dos resultados medido e simulados da antena alimentada por prova coaxial, para $\epsilon_r = 10,6$ e $\epsilon_r = 10,52$.

Com o valor da constante dielétrica definida, nova simulação foi realizada, corrigindo o parâmetro W , para que a ressonância fique ajustada em 401 MHz . Após a otimização, foram obtidas as dimensões finais do irradiador, conforme mostrado na Tabela 5.

Tabela 5 – Dimensões finais da antena alimentada por ponta de prova coaxial.

Parâmetro	Dimensão (mm)
W	114,959
y_0	34
A	6,2
W_{z0}	3,5

Desta forma, com a validação da antena CP com plano de terra estendido, quatro antenas foram instaladas no nanossatélite. A análise dos resultados desta rede é comentada na próxima subseção.

3.1.6 Projeto da Rede de Antenas

Nas subseções anteriores, o projeto de duas topologias de antenas de microfita foi descrito. Ao final do processo de otimização, a estrutura que apresentou melhor resultado foi a alimentada por ponta de prova coaxial. Para avaliar o seu desempenho, quando instaladas no nanossatélite, realizou-se o estudo que segue.

Os elementos formam uma rede de antenas, a qual resultará em um aumento no ganho das antenas de *uplink*. As antenas foram instaladas sobre as abas articuladas. A Figura 45 mostra as antenas de *uplink* já instaladas no modelo eletromagnético da estrutura.

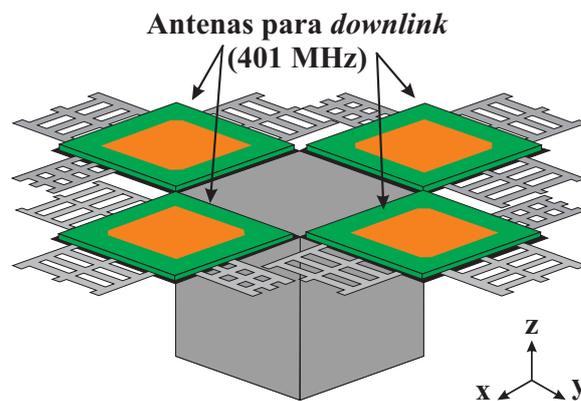


Fig. 45 – Rede de antenas com GND estendido instalada no nanossatélite.

No nanossatélite, as quatro antenas estão rotacionadas espacialmente em 90° entre si. Mesmo com o *patch* das antenas possuindo uma geometria para gerar uma onda circularmente polarizada, além da rotação espacial, cada um dos elementos foi excitado com correntes de mesma amplitude e mudança de fase progressiva de 90° entre si (HUANG, 1986). Se essa defasagem entre as correntes não for observada haverá uma interferência destrutiva entre os campos irradiados na direção *boresight*. Na Figura 46 é ilustrada a distribuição da corrente e suas respectivas fases.

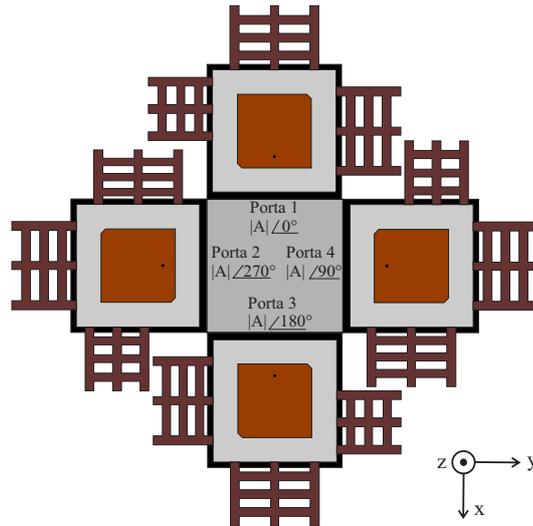


Fig. 46 – Ordem sequencial da defasagem da corrente nas portas de alimentação.

Seguindo os procedimentos relatados, o projeto da rede de antenas circularmente polarizadas foi efetuado. Assim, como resultado das simulações computacionais, resultados do coeficiente de reflexão e razão axial foram obtidos e são mostrados nas Figuras 47 e 48, respectivamente.

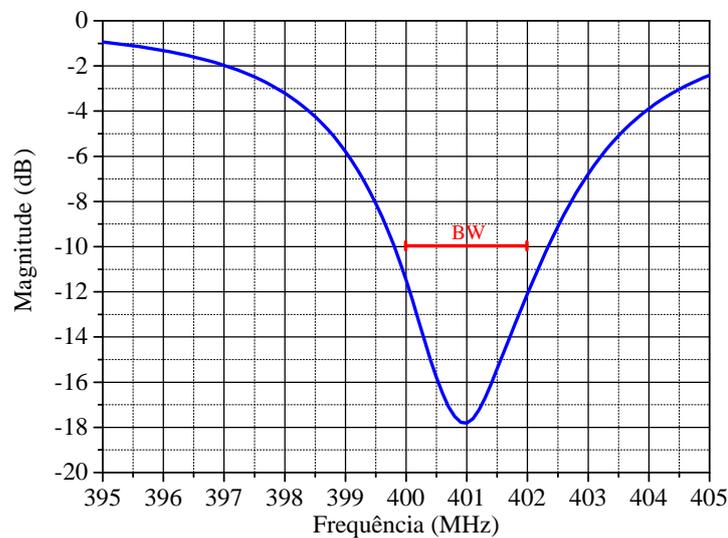


Fig. 47 – Coeficiente de Reflexão da rede de antenas de microfita CP.

O diagrama de irradiação resultante é mostrado na Figura 49, no qual verifica-se que o máximo ganho obtido para rede de antenas foi de 8,31 *dBi* e sua razão frente-costas ficou em 8,96 *dB*.

Um parâmetro de interesse do projeto é a obtenção de moderada largura de feixe de meia potência, como é explicado na seção 2.2. A abertura do HPBW para esta rede de antenas foi de aproximadamente 52°.

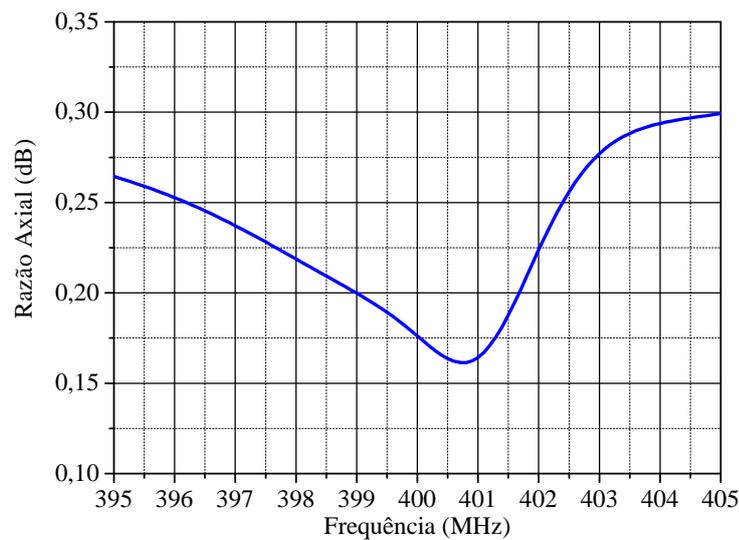


Fig. 48 – Razão Axial da rede de antenas CP.

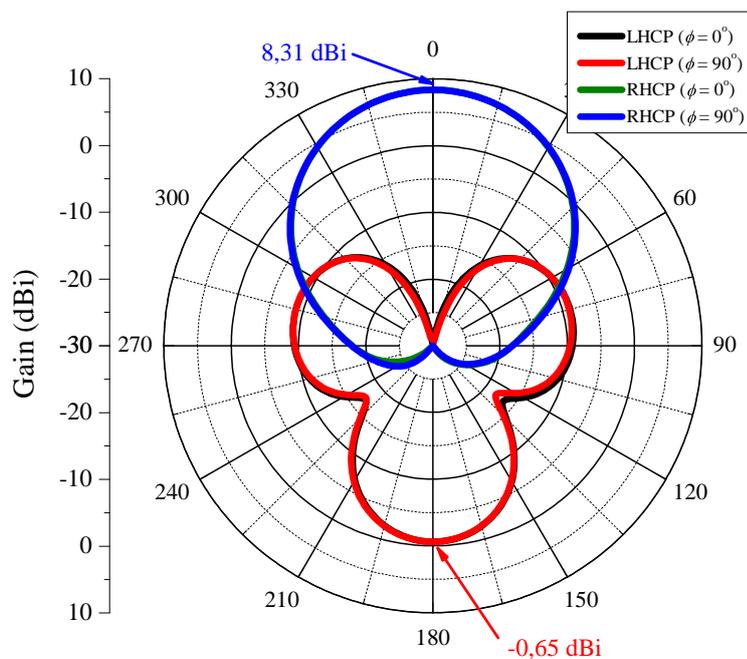


Fig. 49 – Diagrama de irradiação da rede de antenas de microfita CP.

3.1.7 Caracterização do sistema de alimentação da rede de antenas

Para garantir a defasagem progressiva na alimentação de cada um dos elementos da rede de antenas, é necessário um circuito que contenha acopladores híbridos de 90° e 180° . Estes componentes são acopladores direcionais de 3 dB , ou seja, a potência entregue na porta de entrada é, teoricamente, dividida igualmente entre as duas portas de saída. Em modelo a diferença de fase nas portas de saída é de 90° , enquanto que no outro a diferença de fase é de 180° .

Como o interior do nanossatélite possui um volume limitado, é necessário a minia-

turização dos componentes eletrônicos e circuitos ali instalados. Assim, ao invés de optar pela construção de um sistema de alimentação projetado em tecnologia em *stripline*, como é sugerido em (MAGALHAES, 2014), optou-se por uma solução comercial. Desta forma, duas híbridas de 90° , modelo ZX10Q-2-5-S, e uma híbrida de 180° , modelo ZFSCJ-2-4-S+, ambos fabricados pela empresa *Mini-Circuits*[®], foram utilizadas. As híbridas usadas no projeto são mostradas na Figura 50.

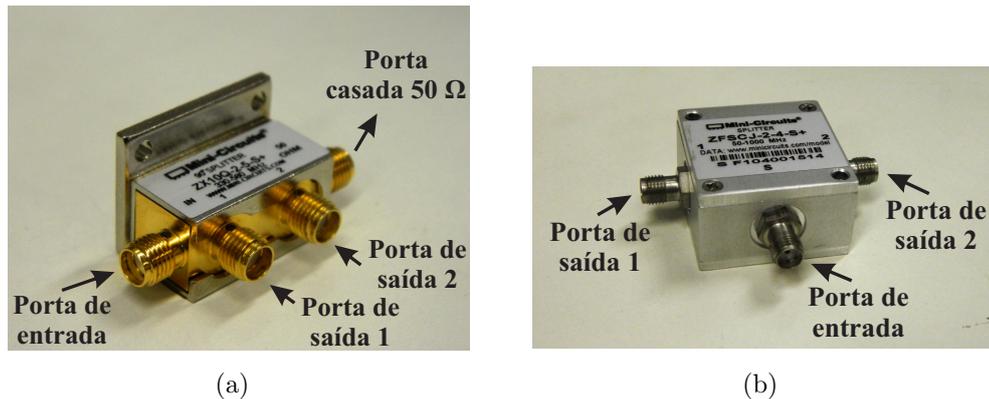
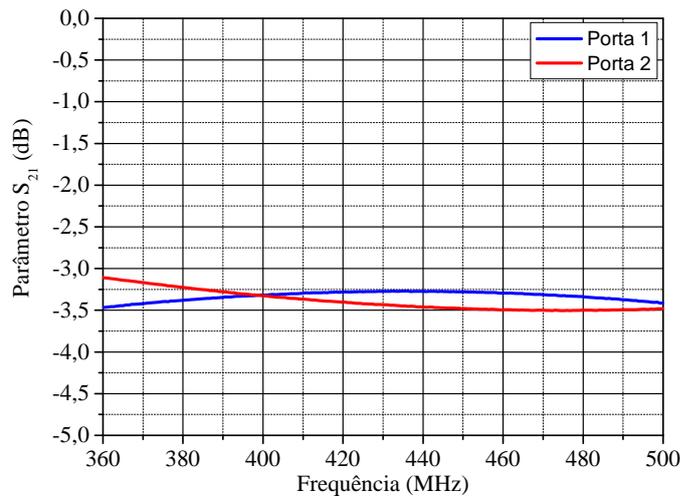
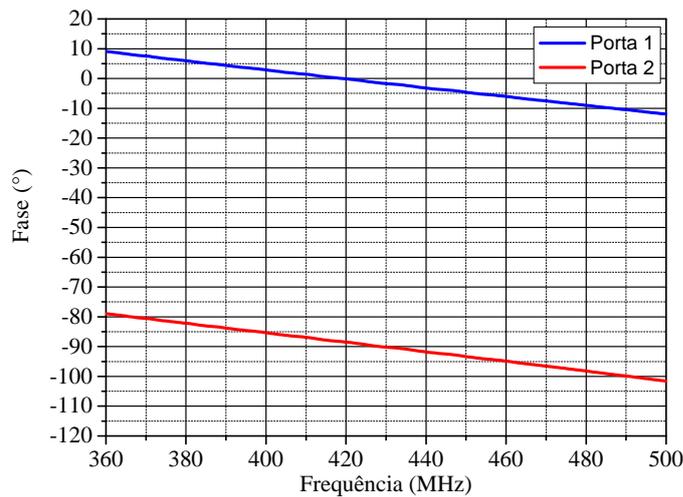


Fig. 50 – Fotos das híbridas de (a) 90° e (b) 180° utilizadas na caracterização do sistema de alimentação da rede de antenas de *uplink*.

Segundo (MINI CIRCUITS CORP., 2014), a híbrida de 90° opera na faixa de 330 MHz a 580 MHz , e apresenta na faixa de frequência entre 400 MHz e 525 MHz uma isolamento de típica de 20 dB e mínima de 16 dB , perda de inserção típica de $0,3\text{ dB}$ e máxima de $0,7\text{ dB}$, desbalançamento de fase típica de $2,5^\circ$ e máxima de $4,0$ e desbalançamento de amplitude típica de $0,2\text{ dB}$ e máxima de $0,5\text{ dB}$.

A fim verificar o funcionamento deste componente, foram realizadas algumas medições em laboratório. Um sinal foi inserido na porta de entrada, e a aferição da potência transmitida à porta 1 foi realizada. Logo em seguida, foi feita a medição da potência transmitida à porta 2. Nas duas ocasiões, nas outras duas portas que não estavam sendo realizados os procedimentos, foram conectadas cargas de $50\ \Omega$. Conjuntamente com as medições dos níveis de potência foram obtidas as fases dos sinais nas portas 1 e 2. As curvas obtidas do parâmetro S_{21} são mostradas na Figura 51. Enquanto que na Figura 52 são apresentadas as curvas com as diferenças de fase entre as portas de saída. Os resultados indicam que na frequência de 401 MHz , a potência que chegou à porta 1 corresponde a $-3,32\text{ dB}$ da potência inserida na porta de entrada, e na porta 2 corresponde a $-3,33\text{ dB}$. Já a diferença de fase obtida entre as portas 1 e 2 foi de aproximadamente 88° .

O modelo escolhido da híbrida de 180° opera na faixa de 50 MHz a 1 GHz , e possui uma isolamento típica de 30 dB para a frequência de 50 MHz e de 25 dB para a frequência de 1 GHz . Enquanto que a isolamento mínima é de 20 dB e 18 dB , para 50 MHz e 1 GHz , respectivamente. Já o valor típico da perda de inserção é de $1,2\text{ dB}$ e máximo de $1,9\text{ dB}$, para 50 MHz , e para a frequência de 1 GHz estes valores correspondem a

Fig. 51 – Parâmetro S_{21} da híbrida de 90° .Fig. 52 – Variação da diferença de fase entre as portas em função da frequência da híbrida de 90° .

1,6 e 2,4 dB , respectivamente. Quanto ao desbalanceamento de fase, seu valor máximo é de 6° e 7° para 500 MHz e 1 GHz , respectivamente. E o máximo desbalanceamento de amplitude para as duas frequências extremas é de 0,6 dB (MINI CIRCUITS CORP., 2015).

A híbrida de 180° também foi testada em bancada, seguindo o mesmo procedimento da híbrida de 90° . Mediu-se o nível de potência entregue à porta 1 em relação à entrada, e na porta 2 foi conectada uma carga de 50 Ω . Logo em seguida, foi feito o inverso, conectou-se a carga na porta 1 e a medição foi realizada na porta 2. Nas Figuras 53 e 54 são apresentadas as curvas do parâmetro S_{21} e da fase, ambas em função da frequência, respectivamente. Os resultados obtidos indicam que na faixa de frequência de interesse, o nível de potência entregue às portas 1 e 2 correspondem a $-4,5 dB$ e a $-4,31 dB$ da

potência incidida na porta de entrada, respectivamente. Já a diferença de fase obtida entre as portas 1 e 2 foi de 178° .

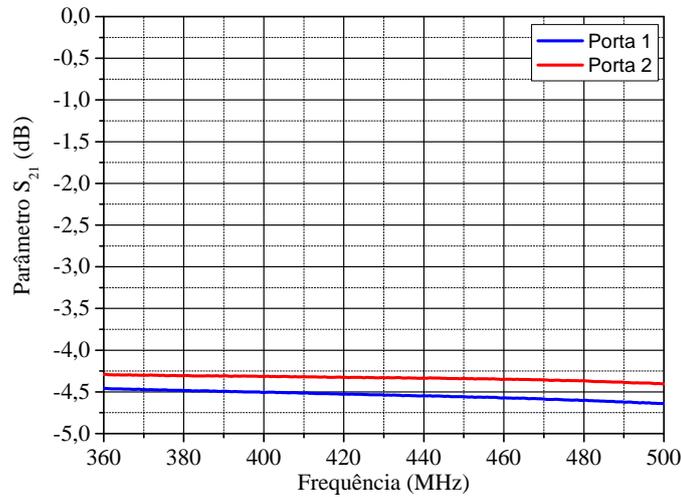


Fig. 53 – Parâmetro S_{21} da híbrida de 180° .

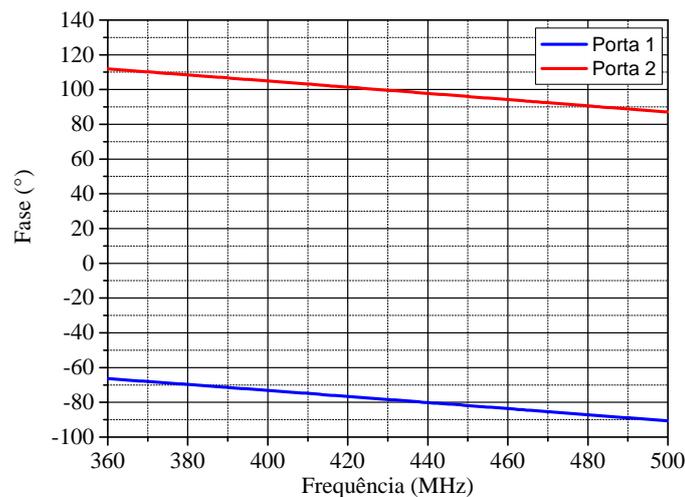


Fig. 54 – Diferença de fase da híbrida de 180° .

Para verificar o comportamento das híbridas funcionando de modo integradas, elas foram interconectadas, conforme ilustrado no esquemático da Figura 55, e os níveis de potência nas quatro portas de saída foram obtidos. Com esta configuração garante-se na saída da porta 1 um sinal em fase com a entrada, e na porta 2 um sinal 90° defasado. Já nas porta 3 e 4 um sinal 180° e 270° defasado em relação à porta 1, respectivamente.

Os resultados dos coeficientes de reflexão obtidas na aferição são mostrados na Figura 56. Enquanto que na Figura 57 estão ilustradas as fases nas portas de saída do dispositivo.

Na Tabela 6 são apresentados os resultados dos níveis de potências transmitidas às portas de saída, bem como as diferenças de fase em relação a porta de entrada.

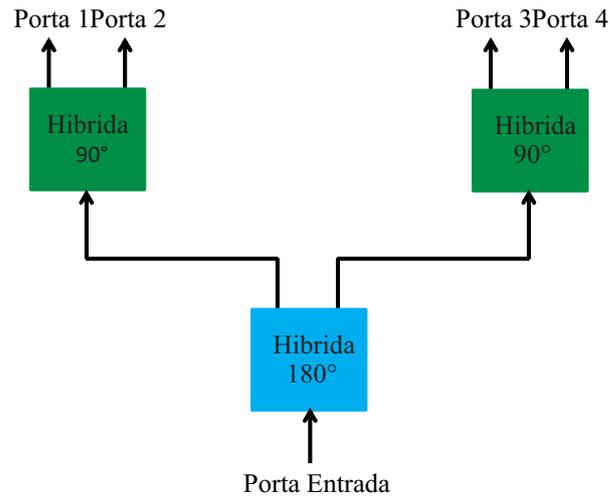


Fig. 55 – Esquemático das híbridas de 90° e 180° integradas.

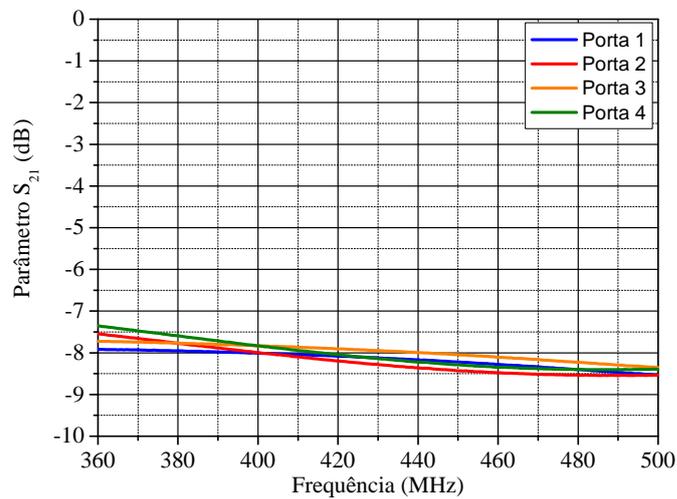
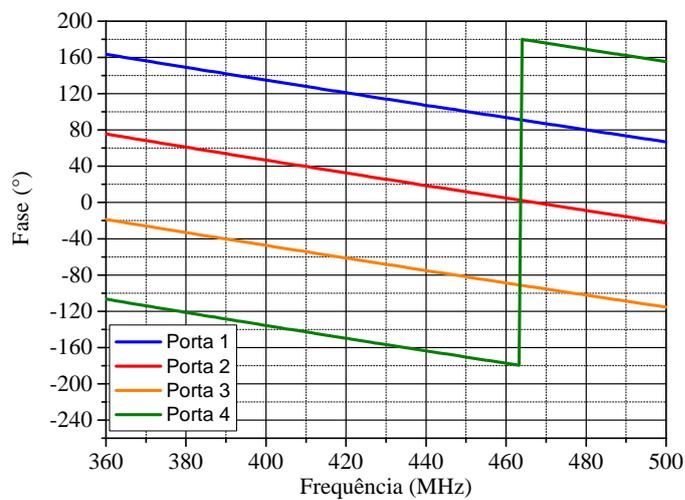
Fig. 56 – Parâmetro S_{21} com as híbridas integradas.

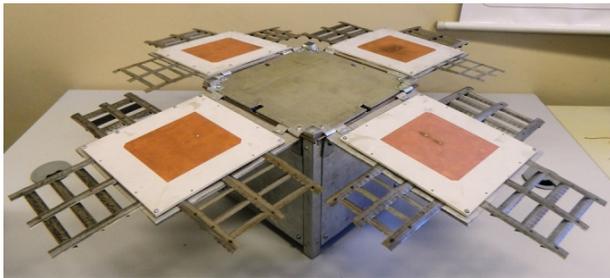
Fig. 57 – Diferença de fase nas portas de saída com as híbridas integradas.

Tabela 6 – Resultados medidos com as híbridas integradas.

	Potência transmitida	Diferença de fase
Porta 1	- 8,01 dB	134,32°
Porta 2	- 8,00 dB	46,03°
Porta 3	- 7,83 dB	-48,01°
Porta 4	- 7,84 dB	-136,4°

Analisando os resultados das fases, percebe-se que foram obtidas as seguintes diferenças de fases: 88,29° entre as portas 1 e 2, 94,04° entre as portas 2 e 3, 88,39° entre as portas 3 e 4, e 89,28° entre as portas 4 e 1.

Com o sistema de alimentação totalmente caracterizado, a próxima etapa, portanto, é integra-lo com a rede de antenas. Para isso uma maquete do nanossatélite foi construída e as antenas instaladas. Na Figura 58 são mostradas duas fotos da estrutura, em um primeiro momento, as abas articuladas estão abertas e no outro estão recolhidas, bem como a extensão do GND das antenas.



(a)



(b)

Fig. 58 – Fotos da maquete do nanossatélite com a rede de antenas para *uplink* instalada.

3.2 Projeto da Rede de Antenas para Telemetria

Na seção 3.1, foi apresentado e comentado o projeto da rede de antenas de *uplink*. Seu posicionamento foi definido junto a uma das faces as abas articuladas. Nesta seção serão descritos os resultados para o sistema de telemetria (TM), visando investigar a influência da presença da rede de antenas do sistema de *downlink*, bem como da estrutura do nanossatélite, na performance do sistema de TM. Para isso, dois cenários foram simulados: com e sem a presença das abas articuladas.

O posicionamento da rede de antenas de TM seguiu o que é apresentado em (LIMA et al., 2012), na qual o conjunto de antenas é composto por dois elementos localizados em um dos cantos de uma estrutura simples com dimensões 8U, a fim de minimizar a interação entre os sistemas. Este posicionamento é mostrado na Figura 59a.

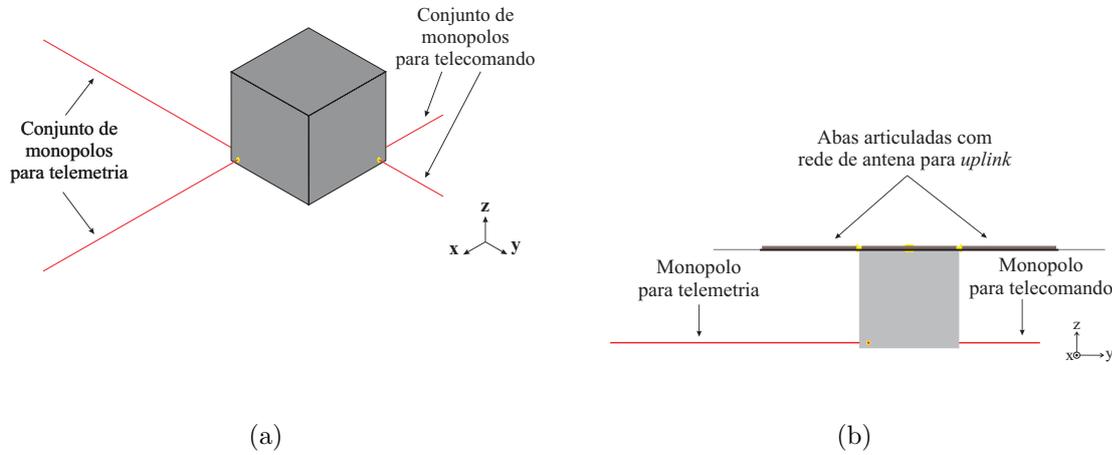


Fig. 59 – Configuração do sistema de telemetria em (a) vista isométrica com a estrutura sem as abas articuladas e em (b) vista lateral da estrutura com as abas articuladas.

Para garantir que o enlace de comunicação entre o nanossatélite e a estação terrena seja independente da orientação do nanossatélite durante as passagens, o sistema de TM deve ter elementos irradiadores em polarização circular à direita (RHCP - do inglês, *Right-Hand Circular Polarization*) (LIMA et al., 2012). Para isso, os dois elementos do conjunto foram posicionados de modo a formarem um ângulo de 90° entre si. Além disso, foram excitados com uma corrente de mesma amplitude $|A|$ e com uma defasagem de 90° na alimentação. A orientação angular entre os elementos gera dois campos ortogonais, enquanto a diferença de fase da alimentação fornece o atraso de fase necessário para a geração da polarização circular (HUANG, 1986).

Seguindo essa premissa, a porta 1 deve ser alimentada com uma corrente de amplitude $|A|$ e defasada em 90° em relação à porta 2. A Figura 60 ilustra a alimentação dos monopólos de telemetria.

A frequência de operação do sistema de TM é $f = 145 \text{ MHz}$. Assim, o comprimento de onda de operação, dado pela Equação (2.2), é: $\lambda_0 = 2,07 \text{ m}$. Para garantir a ressonância de operação em 145 MHz , o comprimento do monopolo de quarto de comprimento de onda, dado pela Equação (2.1), deve ser $l = 0,5175 \text{ m}$.

O comprimento de $0,5175 \text{ m}$ é um parâmetro inicial para as simulações computacionais. Uma vez que os monopólos instalados no nanossatélite não possuem um GND de dimensões simétricas em todas as direções, diferentemente dos monopólos convencionais, esta geometria assimétrica do GND afetará a operação do monopolo. Assim, é necessário realizar ajustes no comprimento do filamento para se obter a frequência de ressonância desejada.

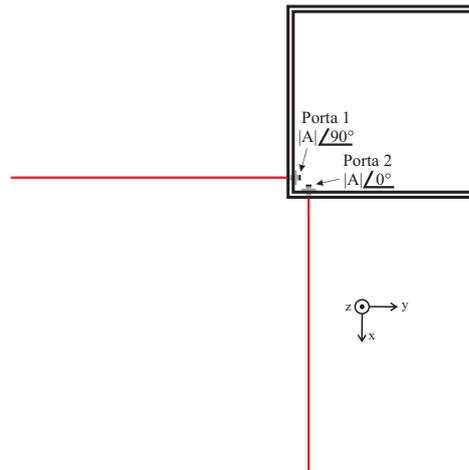


Fig. 60 – Distribuição da defasagem progressiva entre as portas de alimentação.

Para o caso em que não há a presença das abas articuladas após a otimização do monopolo, o comprimento final obtido foi de $0,516\text{ m}$. Os parâmetros S ativos correspondem aos elementos da matriz de espalhamento com todas as antenas excitadas. As curvas obtidas para este caso são mostradas na Figura 61. Este resultado demonstra um bom casamento de impedância do sistema de TM, já que, na frequência de operação especificada, os coeficientes de reflexão (parâmetros S_{11} e S_{22}) estão abaixo de -10 dB .

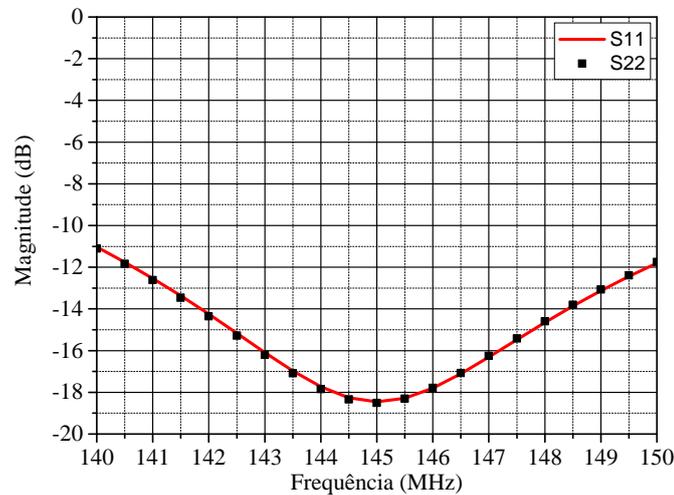


Fig. 61 – Parâmetros S ativos da rede de telemetria sem as abas articuladas.

Considerando instaladas as abas articuladas, conforme mostrado na Figura 59b, após otimização, o comprimento do monopolo ficou em $0,503\text{ m}$. Para esta situação, o gráfico dos parâmetros S em função da frequência é mostrado na Figura 62.

A fim de comparar o impacto da presença das abas articuladas no diagrama de irradiação do sistema de telemetria, foram plotados dois gráficos em planos de elevação diferentes: $\phi = 0^\circ$ e $\phi = 90^\circ$. Os diagramas de irradiação são mostrados na Figura 63. A direção $\theta = 0^\circ$ é a direção de interesse no diagrama de irradiação, pois esta indica

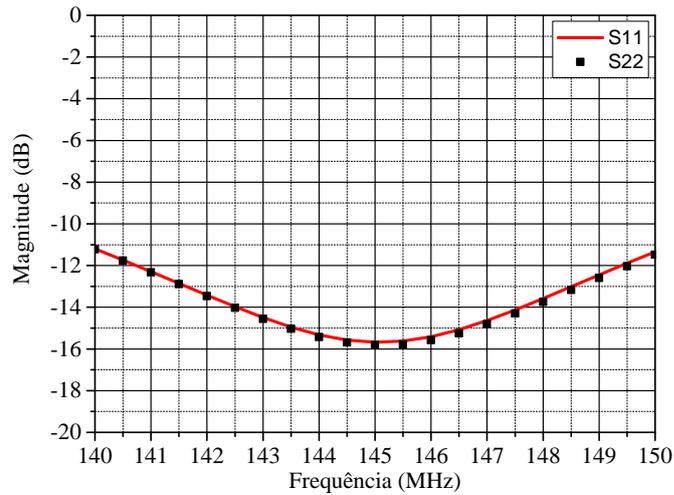


Fig. 62 – Parâmetros S ativos da rede de telemetria com as abas articuladas.

a direção da Terra para o estabelecimento do enlace de comunicação. Nesta direção, os ganhos máximos obtidos na polarização RHCP foram de $2,93 \text{ dBi}$ e $1,84 \text{ dBi}$, para os casos com as abas articuladas e sem as abas articuladas, respectivamente.

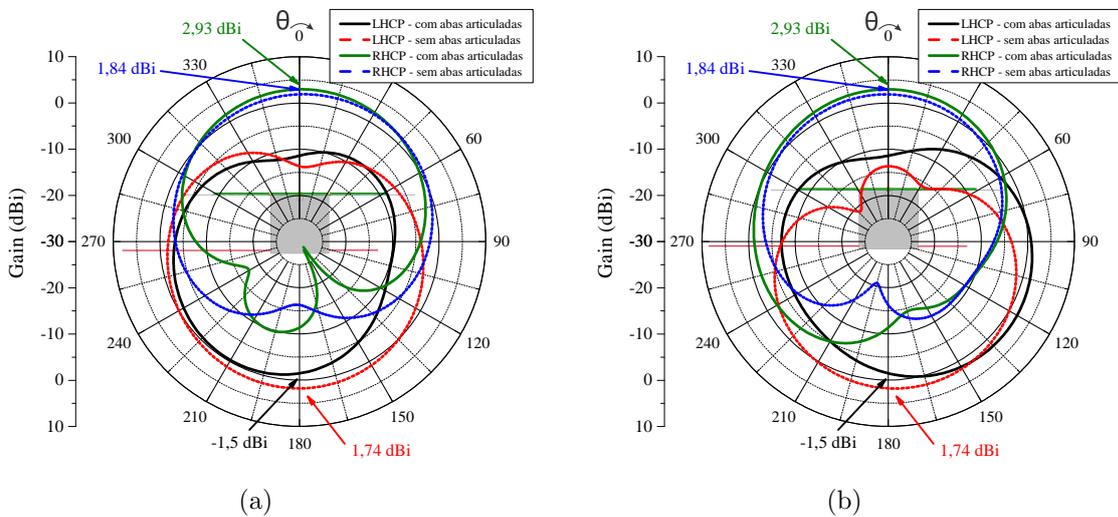


Fig. 63 – Diagramas de irradiação para o sistema de TM composto por dois elementos, nos planos de elevação (a) $\phi = 0^\circ$ e (b) $\phi = 90^\circ$.

Tal efeito pode ser explicado observando-se a potência irradiada na direção indesejada ($\theta = 180^\circ$), que é maior no cenário sem as abas articuladas, resultando em uma baixa relação frente-costas. Este parâmetro resulta em $4,43 \text{ dB}$ no cenário com abas articuladas, enquanto que, para o caso sem as abas, a razão frente-costas é de $0,1 \text{ dB}$.

Para investigar o efeito do aumento do número de antenas no ganho do conjunto, a rede de telecomando foi retirada e uma rede com quatro elementos para telemetria foi composta.

Na Figura 64 é ilustrado o posicionamento dos quatro monopolos na estrutura do nanossatélite e a defasagem na alimentação para se obter a polarização RHCP. Para esta configuração, os elementos foram dispostos de forma sequencial e cada porta foi excitada com uma corrente de amplitude $|A|$ e com uma dada defasagem sequencial de 90° entre os quatro monopolos.

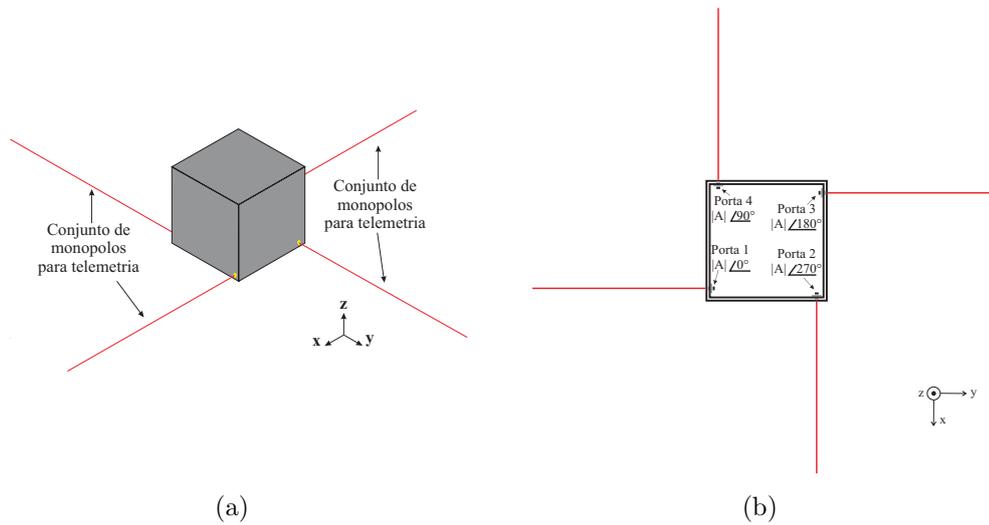


Fig. 64 – (a) Configuração do sistema de TM composto por quatro monopolos e (b) distribuição da defasagem progressiva entre as portas de alimentação.

Nesta situação também foram simulados os dois cenários anteriores. O comprimento otimizado dos monopolos ficou $l = 0,49 \text{ m}$ para o caso sem as abas articuladas, e $l = 0,495 \text{ m}$ para o caso com as abas articuladas. Os resultados do coeficiente de reflexão são mostrados nas Figuras 65 e 66, para ambos os casos.

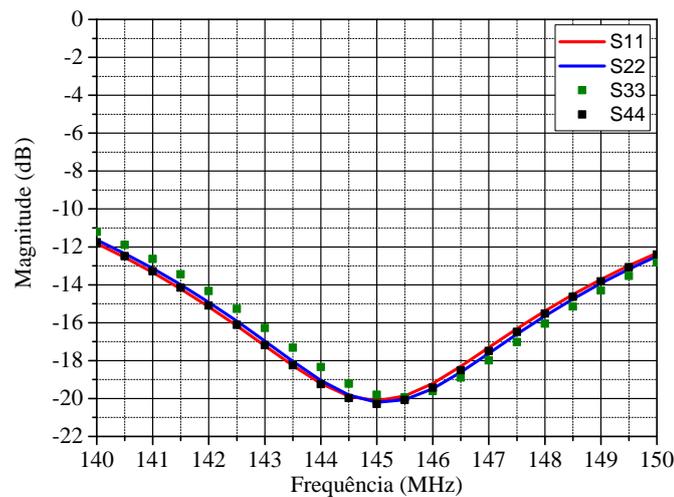


Fig. 65 – Parâmetros S ativos da rede de telemetria sem as abas articuladas.

Os diagramas de irradiação resultantes para os dois cenários são mostrados na Figura 67. Os diagramas mostram que, para o caso sem as abas articuladas na estrutura

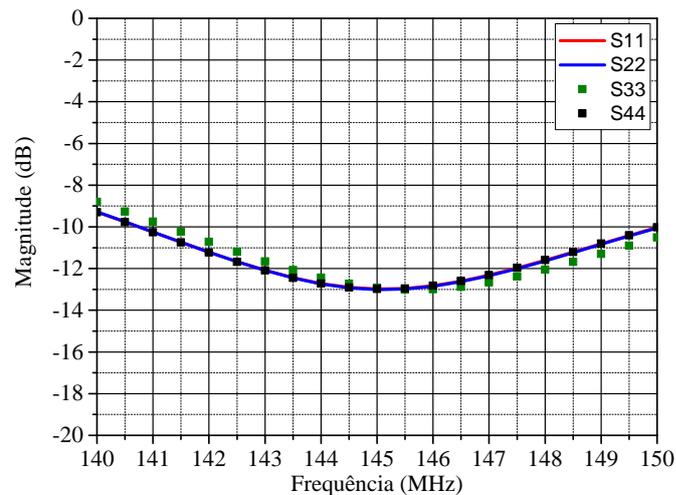


Fig. 66 – Parâmetros S ativos da rede de telemetria com as abas articuladas.

do nanossatélite, o ganho máximo obtido foi de $2,47 \text{ dBi}$, enquanto que, para o cenário com as abas, o ganho máximo foi de $4,12 \text{ dBi}$.

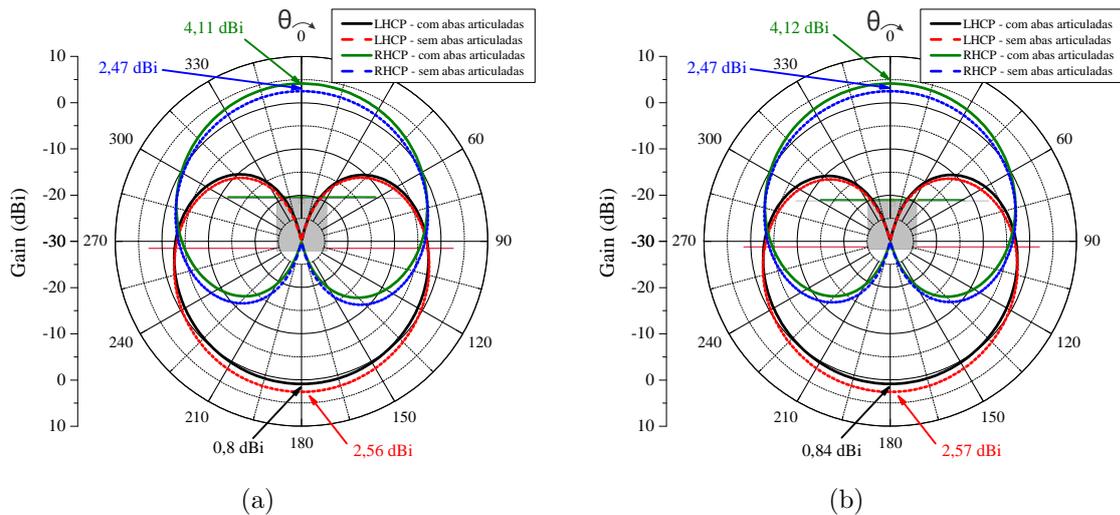


Fig. 67 – Diagramas de irradiação para o sistema de TM composto por quatro elementos, nos planos de elevação (a) $\phi = 0^\circ$ e (b) $\phi = 90^\circ$.

Comparando-se os resultados obtidos para o conjunto com dois elementos e quatro elementos é possível observar que esta última configuração apresenta um maior ganho. No entanto, o aumento do número de elementos acarreta em uma complexidade maior no projeto do sistema de alimentação da rede, uma vez que serão necessários circuitos defasadores de 90° e 180° para a garantia da alimentação correta dos elementos irradiadores. Além do mais, ao pensar no projeto do sistema alimentador, deve-se considerar que a área útil no interior do nanossatélite é limitada. Outro fato a ser contemplado é a frequência de operação do sistema de telemetria (145 MHz), fazendo com que um divisor híbrido de 180° , por exemplo, ocupe uma área considerável. Estas observações devem ser levadas

em conta na hipótese da utilização de divisores híbridos em tecnologia de microfita ou *stripline*.

3.3 Projeto da Rede de Antenas para Telecomando

A exemplo do que ocorreu para a rede de telemetria (TM), a rede de telecomando (TC) foi instalada originalmente em um dos cantos da estrutura 8U em localização oposta ao posicionamento do sistema TM, conforme ilustra a Figura 68a. Uma especificação para este sistema é que seus elementos irradiadores sejam circularmente polarizados à direita (RHCP). Desta forma, os elementos que compõem o sistema de TC foram excitados por uma corrente de mesma amplitude, porém com defasagem de 90° entre si. A Figura 68b ilustra como foi realizada a distribuição entre as portas de alimentação do sistema de TC.

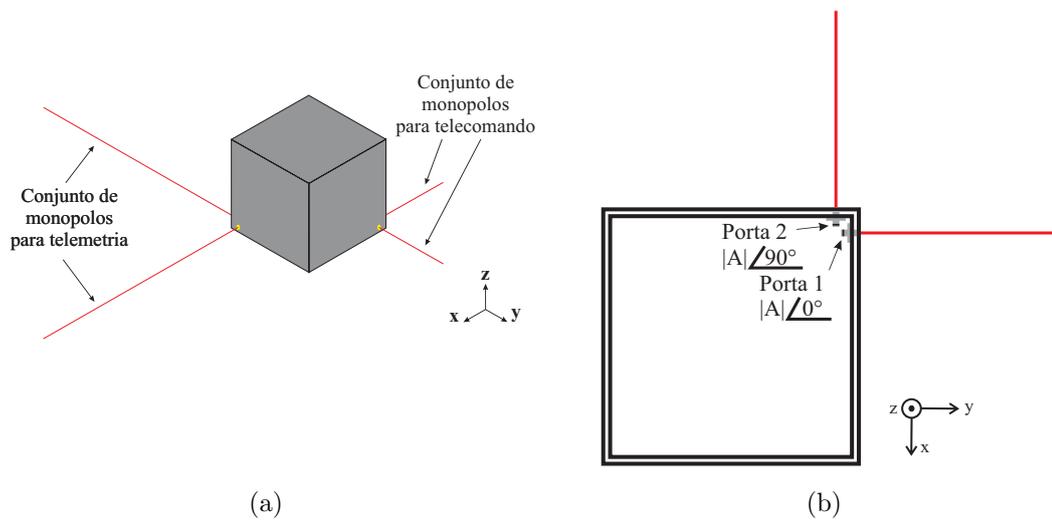


Fig. 68 – (a) Disposição das antenas do sistema de TC e (b) distribuição da defasagem progressiva entre as portas de alimentação.

A frequência de operação definida para o sistema de TC é 435 MHz , cujo comprimento de onda corresponde a $\lambda = 0,69 \text{ m}$. Desta forma, o comprimento do monopolo $\lambda/4$ é $l = 0,1725 \text{ m}$.

Este sistema foi simulado considerando-se as mesmas situações da antena de TM.

Após otimizações para obtenção da frequência ressonante do sistema, o comprimento dos dois monopólos, para o caso sem as abas articuladas, ficou em $l = 0,165 \text{ m}$. Os parâmetros S ativos, para este caso, são mostrados na Figura 69.

Após a inserção das abas articuladas na estrutura do nanossatélite, novas simulações foram realizadas. Com isso, o comprimento do monopolo otimizado corresponde a $l = 0,167 \text{ mm}$. Neste caso, o resultado do coeficiente de reflexão é mostrado na Figura 70.

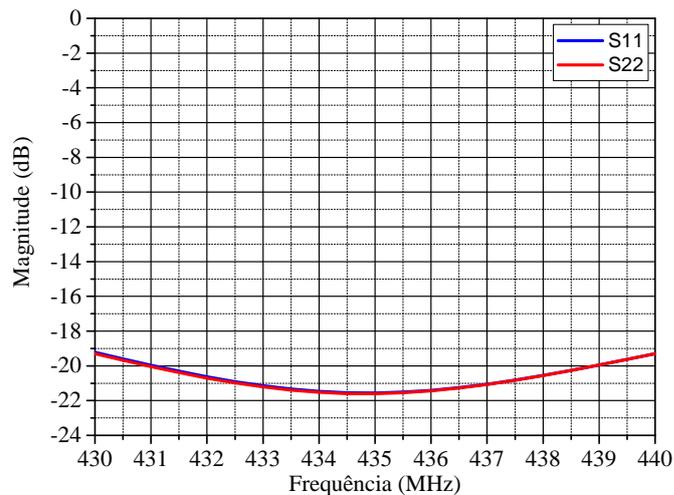


Fig. 69 – Parâmetros S ativos da rede de TC sem as abas articuladas.

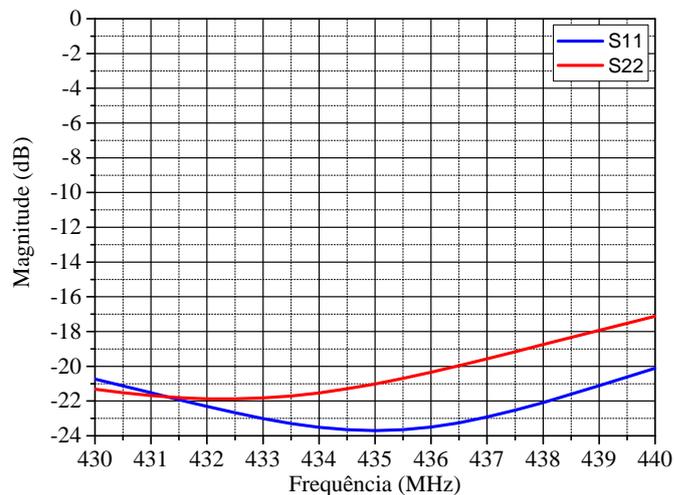


Fig. 70 – Parâmetros S ativos da rede de telecomando com as abas articuladas.

Somente analisando os coeficientes de reflexão, não é possível observar a influência da presença da estrutura do nanossatélite na operação do sistema. Assim, foram plotados os diagramas de irradiação nos planos de elevação $\phi = 0^\circ$ e $\phi = 90^\circ$, que são mostrados na Figura 71.

Na direção de interesse ($\theta = 0^\circ$), o ganho máximo obtido na polarização RHCP foi de $3,66 \text{ dBi}$ para o caso da estrutura sem as abas articuladas, enquanto que o ganho decaiu para $-5,67 \text{ dBi}$ com a presença das abas. O ganho máximo da polarização LHCP ficou em $6,93 \text{ dBi}$, sendo toda essa energia transmitida para a direção oposta a da Terra. Isto é indesejável, pois representa desperdício de energia, além de comprometer o estabelecimento da comunicação com a estação de controle e rastreamento.

Após a inclusão das abas articuladas e da estrutura do nanossatélite, o valor do ganho mudou fortemente, influenciando significativamente a operação do sistema de

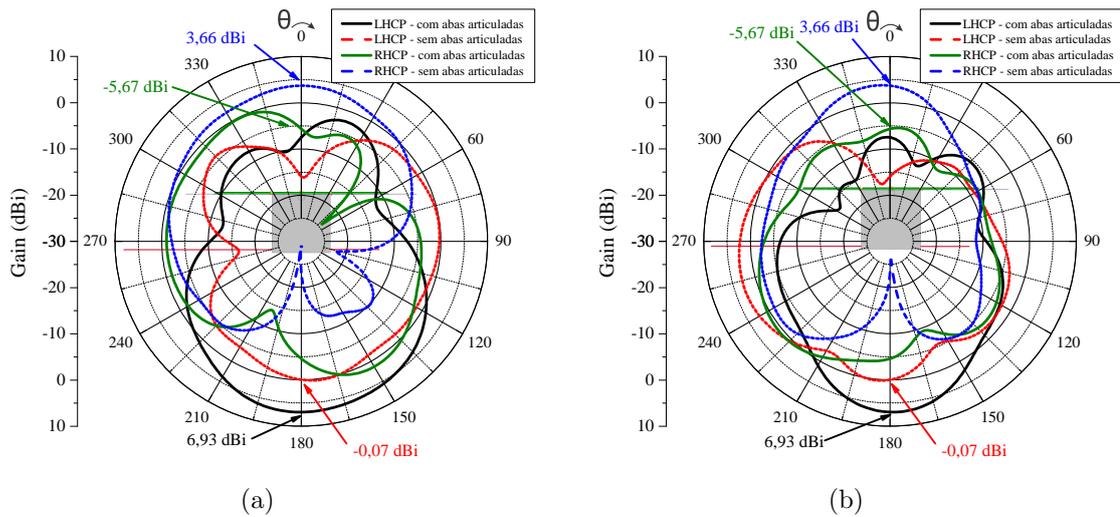


Fig. 71 – Diagramas de irradiação para o sistema de TC composto por dois elementos, nos planos $\phi = 0^\circ$ e $\phi = 90^\circ$.

telecomando. Esta redução implica na diminuição da garantia de que o enlace com a estação terrena opere corretamente. Este fato acarreta na necessidade de aumento na potência de transmissão e, por consequência, maior consumo de energia. O resultado é devido ao comprimento dos monopolos serem menores que o tamanho das abas articuladas ($20 \times 20\text{cm}$).

Já que os resultados não foram satisfatórios para as antenas de TC instaladas na parte inferior do nanossatélite, optou-se por alterar o seu posicionamento. Além da localização, o número de elementos do sistema de TC foi alterado, passando de dois para quatro monopolos. A escolha deste posicionamento para as antenas do sistema de TC foi inspirada nas ideias apresentadas em (GAO et al., 2008), (KOMATSU; NAKASUKA, 2009) e (MIZUNO et al., 2005). Nestas obras, os elementos possuem um determinado ângulo de inclinação em relação ao vetor normal da face principal do satélite. Para este trabalho, foi escolhida uma inclinação de 45° em relação às abas articuladas. Na Figura 72 é mostrada a vista lateral do nanossatélite com o sistema de telecomando instalado, enquanto que, na Figura 73, mostra-se a vista superior da estrutura.

A configuração da ordem sequencial de alimentação de cada elemento seguiu a mesma ordem de defasagem do sistema de TM com quatro monopolos, mostrado na Figura 64b. Para esta configuração, o comprimento do monopolo otimizado utilizado foi $l = 169,51\text{ mm}$. Os resultados para o coeficiente de reflexão e impedância de entrada são dados na Figura 74. O ganho na direção $\theta = 0^\circ$ foi de $-0,72\text{ dBi}$, conforme o diagrama de irradiação mostrado na Figura 75. Os resultados obtidos indicam que, somente variando-se o comprimento do monopolo, não foi possível realizar o casamento de impedância da antena. Uma solução para isso é utilizar um circuito externo para casamento de impedância.

Buscando uma nova concepção para o sistema de telecomando, o modelo dos



Fig. 72 – Antenas para telemando posicionadas na parte superior do nanossatélite.

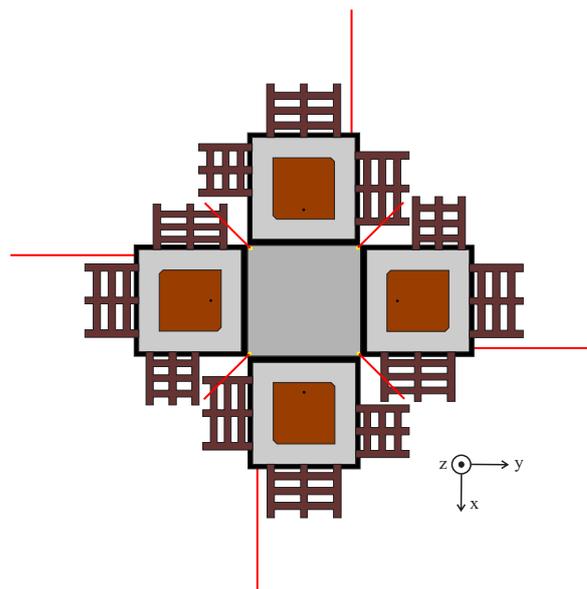


Fig. 73 – Vista superior do sistema de TC instalado no nanossatélite.

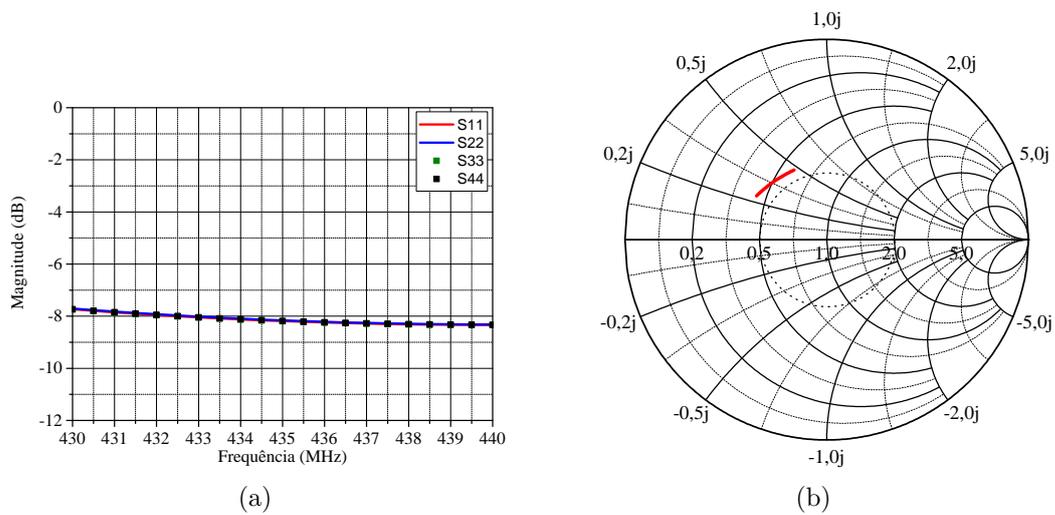


Fig. 74 – (a) Coeficiente de reflexão e (b) impedância de entrada do sistema de telemando.

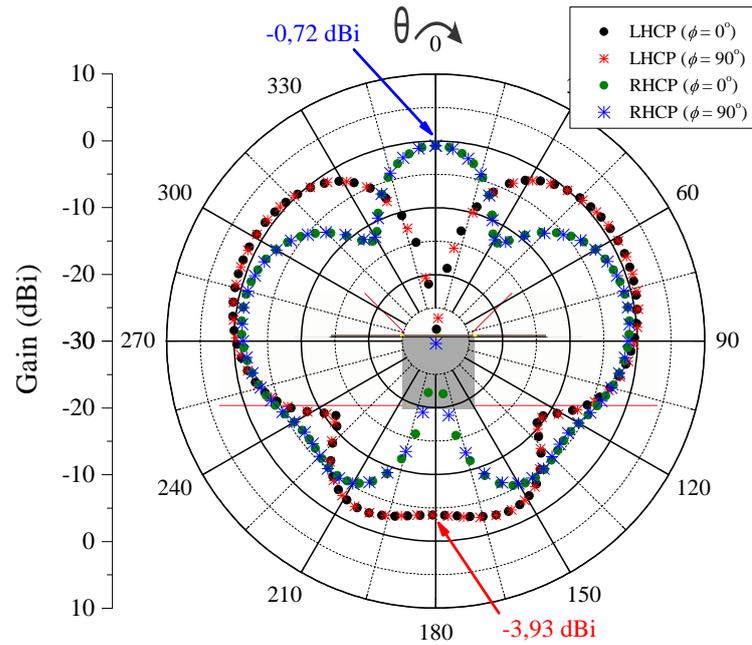
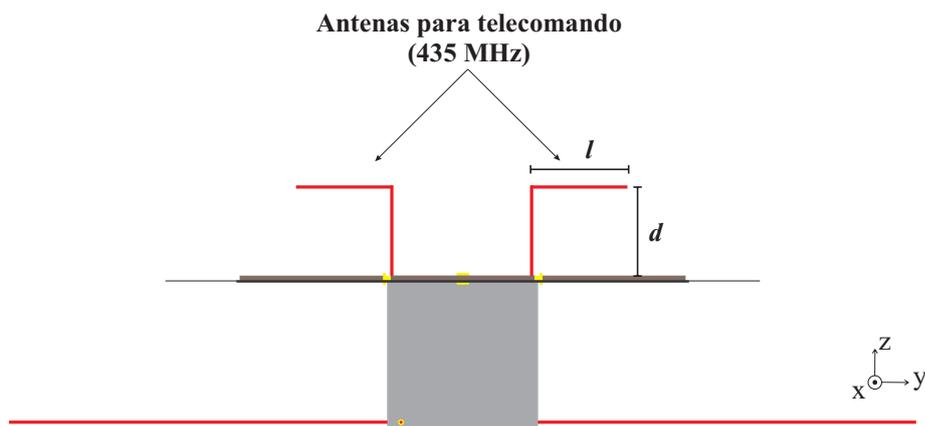


Fig. 75 – Diagrama de irradiação do sistema de telecomando.

monopolos foi modificado, sendo utilizados monopolos em L . Para esta configuração, dois parâmetros foram considerados para buscar a ressonância na frequência desejada: comprimento l do monopolo e distância d da estrutura do nanossatélite, conforme mostra a Figura 76. Neste contexto, foram obtidos resultados para três variações do parâmetro d : $d = \lambda_0/8$, $d = \lambda_0/12$ e $d = \lambda_0/16$.

Fig. 76 – Configuração em L dos monopolos de telecomando.

Após as devidas otimizações do parâmetro l , para que fosse obtido a melhor ressonância em 435 MHz , os resultados para o coeficiente de reflexão e impedância de entrada são mostrados na Figura 77.

Os diagramas de irradiação obtidos para esta configuração são mostrados na Figura 78. O melhor desempenho foi obtido para $d = \lambda_0/16$, onde o ganho foi de $3,78 \text{ dBi}$. No entanto, mesmo obtendo um ganho considerável para esta configuração, não

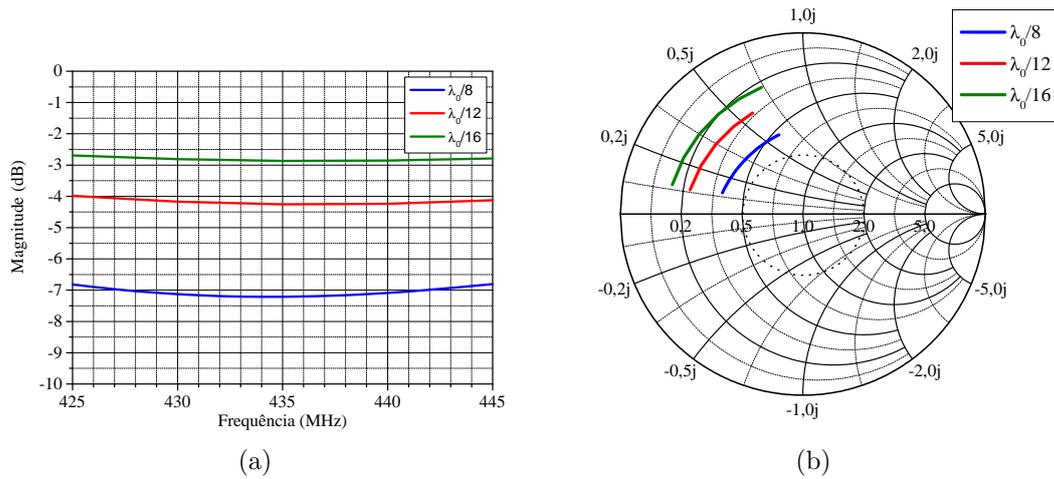


Fig. 77 – Coeficiente de Reflexão Ativo (a) e impedância de entrada (b) do sistema de telecomando com monopolos tipo L .

se obteve um bom casamento de impedância em nenhum dos casos, fazendo com que seja necessária a construção de um circuito externo para este fim. O projeto do circuito de casamento de impedância para o sistema de TC será realizado em trabalhos futuros.

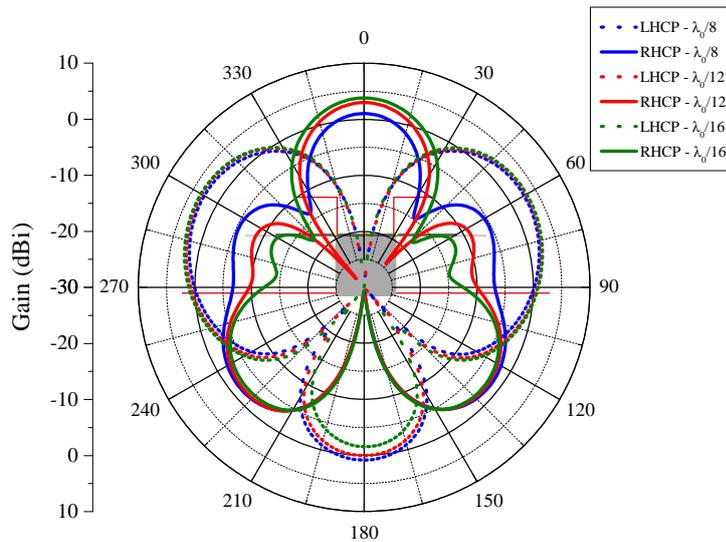


Fig. 78 – Diagrama de irradiação no plano de elevação $\phi = 90^\circ$.

3.4 Rede de Antenas de *Downlink*

A arquitetura do sistema de comunicação do nanossatélite do projeto CONASAT prevê o estabelecimento de quatro enlaces de comunicação. Ao longo das últimas seções foram abordados três destes sistemas: telemetria, telecomando e *uplink*. Resta, portanto, o sistema de *downlink* do transponder.

Este sistema operará em banda-S, conforme consta no Documento de Requisitos Preliminares do Projeto CONASAT (LIMA et al., 2012). Além disso, sua polarização deverá ser circular à direita (RHCP). Na Tabela 7 são descritas as principais características para as antenas deste sistema.

Tabela 7 – Especificações da antena de *downlink*.

Especificações	Valores
Frequência central de operação	2,26 GHz
Impedância característica	50 Ω
Largura de banda	50 MHz
VSWR	10 dB
Ganho	6 dBi
HPBW	85°

FONTE: (LIMA et al., 2012).

A caracterização e métodos construtivos da rede de antenas para o sistema de *downlink* é abordado em (FERREIRA, 2016). Na Figura 79 é possível verificar o posicionamento de todos os conjuntos de antenas junto à estrutura do nanossatélite CONASAT.

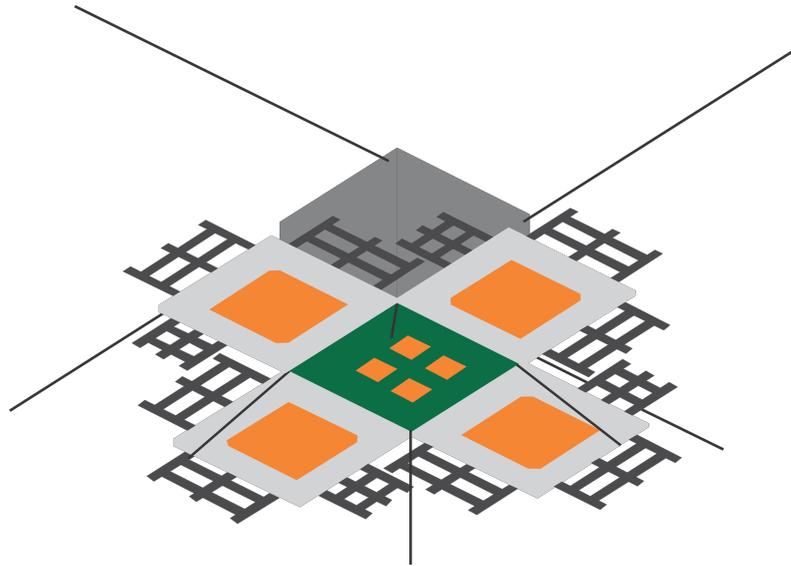


Fig. 79 – Posicionamento das antenas de *downlink* na estrutura do nanossatélite.

4 Conclusão

Este trabalho de conclusão de curso descreveu o estudo do comportamento eletromagnético do conjunto de antenas que compõem o sistema de comunicação do nanossatélite CONASAT. A relevância deste trabalho está relacionada à estimação da operacionalidade das antenas dos sistemas, o que garantirá o estabelecimento dos enlaces necessários para a transmissão e recebimento de dados.

Devido à aplicação em questão, tais antenas devem ser eficientes (devido ao limite de potência útil no nanossatélite), baixo peso e perfil aerodinâmico compacto. Desta forma, foram escolhidos dois tipos de antenas para os sistemas de comunicação do nanossatélite CONASAT: antenas do tipo monopolo para os sistemas de telemetria e telecomando e antenas de microfita para os sistemas de transmissão e recepção de dados.

Assim, este trabalho partiu da caracterização do sistema de telemetria, cuja frequência central de operação é de 145 MHz . Para tal avaliação, dois cenários foram propostos, sendo um com as abas articuladas (que implicam em maior área para painéis solares) e outro sem as abas articuladas. Além destes cenários, variou-se o número de elementos da rede, considerando-se dois e quatro elementos. No caso de dois elementos diante da presença das abas articuladas, o ganho máximo foi de $2,93\text{ dBi}$; sem as abas articuladas, o ganho obtido foi de $1,84\text{ dBi}$. Ao incluir-se mais dois elementos, fazendo assim, uma rede composta por quatro antenas, o ganho máximo, para o caso com as abas articuladas, aumentou para $4,11\text{ dBi}$.

Para a rede de telecomando, os resultados indicam que esta não deve ser posicionada na parte de trás do nanossatélite, visto que as abas articuladas interferem substancialmente na operação do sistema. Assim, sugere-se o posicionamento junto à face na qual está o sistema de *downlink*.

Já a rede de *uplink* teve todo o processo concluído, desde o projeto preliminar até a validação dos protótipos. No princípio, havia-se optado pela utilização de alimentação por acoplamento eletromagnético, o qual garantiria uma maior largura de banda de operação para a antena, mesmo que houvesse maior complexidade no processo de construção da estrutura. As simulações computacionais indicaram bons resultados para esta topologia. No entanto, no momento de validar tais dados com o protótipo, os resultados apresentaram grande discrepância. Diante disso, diversas investigações foram feitas a fim de caracterizar o método, porém nenhuma levou a resultados válidos. Outra dificuldade enfrentada ao longo do processo de construção da antena de microfita com duas camadas dielétricas foi o processo de colagem, pois era necessário aplicar uma pressão de forma homogênea na estrutura sem disponibilidade de equipamentos adequados. Assim sendo, buscou-se

adaptar métodos de prensagem utilizando tornos de bancada (também conhecidos como “morsa”), a fim de prensar os laminados. Contudo, as camadas não foram bem fixadas, apresentando ar em alguma áreas da estrutura.

Uma alternativa encontrada para contornar tais transtornos foi alterar a topologia da antena, passando a utilizar somente uma camada de dielétrico e alimentando o *patch* por ponta de prova coaxial. As simulações computacionais resultaram em parâmetros viáveis ao projeto, exceto no item largura de banda de operação. O protótipo construído apresentou um desvio de 0,37% na frequência de ressonância, em relação ao simulado. Já no resultado do diagrama de irradiação, o ganho máximo obtido foi de 3,67 *dBi* e uma relação frente-costas de 9,58 *dB*.

Por fim, este trabalho deixa como ideias para futuros trabalhos as seguintes questões:

- construção e validação do sistema de telemetria;
- aprimoramento das antenas do sistema de telecomando;
- construção e validação do sistema de telecomando;
- construção de sistema de aquisição de dados para telecomando;
- construção de sistema de aquisição de dados para telemetria;
- realizar a integração dos sistemas de *uplink* e *downlink*;
- construir um sistema de feixe comutável implementado digitalmente;
- sistema de antenas para *cross-link* entre os nanossatélites;
- projeto de antenas de dupla banda, para otimizar o sistema de comunicação;
- antenas de faixa larga para operar em UHF;
- construção de um circuito eletrônico para abertura de antenas filamentos flexíveis.

Referências

- ABDELKARIM, A. A. Y. Nano-satellite communication subsystem design and implementation. In: IEEE. *Computing, Control, Networking, Electronics and Embedded Systems Engineering (ICCNEEE), 2015 International Conference on*. [S.l.], 2015. p. 318–323. Citado na página 31.
- ASIMOV, I. *Foguetes, Sondas e Satélites*. fourth. São Paulo: Abril, 1988. Citado na página 21.
- AZNAR, Á. C. et al. *Antenas*. 2. ed. [S.l.]: Univ. Politèc. de Catalunya, 2002. Citado na página 34.
- BALANIS, C. A. *Antenna theory: analysis and design*. 3. ed. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2005. Citado 7 vezes nas páginas 30, 35, 36, 37, 39, 42 e 53.
- 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*. [S.l.], 2013. p. 9108–9115. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 28.
- COSTANTINE, J. et al. UHF deployable antenna structures for CubeSats. In: IEEE. *Radio Science Meeting (USNC-URSI NRSM), 2014 United States National Committee of URSI National*. [S.l.], 2014. p. 1–1. Citado na página 31.
- FERREIRA, F. G. *Projeto e Construção de uma Rede de Antenas em Banda S*. Trabalho de Conclusão de Curso, 2016. Citado na página 79.
- FRENZEL, L. E. *Fundamentos de Comunicação Eletrônica: Linhas, micro-ondas e antenas*. Porto Alegre: AMGH, 2013. Citado 4 vezes nas páginas 29, 30, 33 e 34.
- GAO, S. et al. Antennas for Small Satellites. In: IEEE. *Antennas and Propagation Conference, 2008. LAPC 2008. Loughborough*. [S.l.], 2008. p. 66–69. Citado 3 vezes nas páginas 22, 31 e 75.
- HEARN, C. W. *Electrical design and testing of an uplink antenna for nanosatellite applications*. Tese (Doutorado) — Citeseer, 2001. Citado na página 32.
- 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. ISSN 0018-926X. Citado 2 vezes nas páginas 60 e 68.
- HUANG, J.; POZAR, D. M. Microstrip arrays: Analysis, Design, and Applications. In: _____. *Advances in Microstrip and Printed Antennas*. New York: John Wiley and Sons, 1997. v. 123, cap. 2, p. 71 – 122. Citado 3 vezes nas páginas 23, 24 e 35.
- HWANG, Y. Satellite antennas. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 80, n. 1, p. 183–193, 1992. Citado na página 31.
- IEEE. Ieee standard definitions of terms for antennas. *IEEE Std 145-1993*, p. 1–32, July 1993. Citado na página 38.

- JAMALIPOUR, A. *Low Earth Orbital Satellites for Personal Communication Networks*. [S.l.]: Artech House, 1998. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 28.
- KENY, P. et al. Development of antenna deployment circuit for nano-satellites. In: IEEE. *Circuit Theory and Design (ECCTD), 2013 European Conference on*. [S.l.], 2013. p. 1–4. Citado na página 32.
- KOMATSU, M.; NAKASUKA, S. University of Tokyo nano satellite project “prism”. *Transactions of the Japan Society for Aeronautical and Space Sciences, Space Technology Japan*, The Japan Society for Aeronautical and Space Sciences, v. 7, n. ists26, p. Tf_19–Tf_24, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 75.
- LIMA, J. S. dos S.; JOTHA, L. dos S.; BIONDI, R. B. *Documento de Descrição da Missão (DDM)*. Natal, 2011. Disponível em: <<http://www.crn2.inpe.br/conasat1/docprojeto.php>>. Citado na página 28.
- LIMA, J. S. dos S. et al. *Documento de Requisitos Preliminares - Fase A (DRP)*. Natal, 2012. Disponível em: <<http://www.crn2.inpe.br/conasat1/docprojeto.php>>. Citado 8 vezes nas páginas 27, 28, 29, 30, 41, 67, 68 e 79.
- LUK, K. M. et al. Aperture-Coupled Multilayer Microstrip Antennas. In: _____. *Advances in Microstrip and Printed Antennas*. New York: John Wiley and Sons, 1997. cap. 2, p. 71 – 122. Citado na página 37.
- MAGALHAES, M. P. *Projeto e Análise de Redes de Antenas de Microfita para Transmissão de Dados Meteorológicos em Nano-Satélites*. Trabalho Conclusão de Curso, 2014. Citado na página 63.
- MINI CIRCUITS CORP. *SMA Connectorized Power Splitter/Combiner*. Brooklyn, New York, 2014. Disponível em: <<http://www.minicircuits.com/pdfs/ZX10Q-2-5.pdf>>. Citado na página 63.
- MINI CIRCUITS CORP. *Coaxial Power Splitter/Combiner*. Brooklyn, New York, 2015. Disponível em: <<http://www.minicircuits.com/pdfs/ZFSCJ-2-4+.pdf>>. Citado na página 64.
- MIZUNO, T. J. et al. Antennas for distributed nanosatellite networks. In: IEEE. *Wireless Communications and Applied Computational Electromagnetics, 2005. IEEE/ACES International Conference on*. [S.l.], 2005. p. 606–609. Citado 3 vezes nas páginas 31, 32 e 75.
- MOREIRA, M. A. *Fundamentos do sensoriamento remoto e metodologias de aplicação*. [S.l.]: UFV, 2005. Citado 3 vezes nas páginas 22, 27 e 28.
- MUCHALSKI, K. et al. Optimizing antenna placement on minisatellites. In: IEEE. *Microwaves, Radar and Wireless Communications, 2004. MIKON-2004. 15th International Conference on*. [S.l.], 2004. v. 2, p. 489–492. Citado na página 32.
- NACIMENTO, J. do. *Telecomunicações*. 2. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2000. Citado na página 21.
- OVCHINNIKOV, M. Y.; DYACHENKO, A. I. Modern Small Satellites Projects. In: IEEE. *Satellite Communications, 1994. ICSC'94., Proceedings of International Conference on*. [S.l.], 1994. v. 1, p. 231–238. Citado na página 22.

- PALANTEI, E. et al. Four elements array of lungs shape patch antenna for nanosatellite telemetry. In: IEEE. *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2013 IEEE*. [S.l.], 2013. p. 1808–1809. Citado na página 32.
- PALMA, M. S.; SARKAR, T. K.; SENGUPTA, D. L. A chronology of developments of wireless communication and supporting electronics. *History of Wirelles*, John Wiley & Sons, 2006. Citado na página 21.
- PELTON, J. N.; MADRY, S.; CAMACHO-LARA, S. *Handbook of satellite applications*. [S.l.]: Springer Publishing Company, Incorporated, 2012. Citado na página 21.
- POZAR, D. M. Microstrip antenna aperture-coupled to a microstripline. *Electronics Letters*, v. 21, n. 2, p. 49–50, January 1985. ISSN 0013-5194. Citado na página 37.
- RIBEIRO, J. A. J. *Engenharia de Antenas: Fundamentos, projetos e aplicações*. first. São Paulo: Érica, 2012. Citado 3 vezes nas páginas 37, 38 e 39.
- RODDY, D. *Satellite Communications*. third. Rio de Janeiro: McGraw-Hill, 2001. Citado na página 21.
- SINGH, M. S. J.; MUSTAPHA, H. Design and analysis of dipole and monopole antenna for cubesat application. *Research Journal of Applied Sciences, Engineering and Technology*, v. 6, n. 17, p. 3094–3097, 2013. Citado na página 32.
- TACONIC CORP. *Taconic CER-10*. Petersburg, New York, 2009. Disponível em: <<http://www.taconic-add.com/pdf/cer10.pdf>>. Citado 2 vezes nas páginas 42 e 51.
- TACONIC CORP. *Fastrise Multilayer Non-Reinforced Prepreg*. Petersburg, New York, 2013. Disponível em: <<http://www.taconic-add.com/pdf/fastrise27.pdf>>. Citado na página 42.
- VIEIRA, J. M.; HECKLER, M. V. T. Eletromagnetic Analysis of Installed Performance of Antennas Integrated onto Nano-Satellites. In: . [S.l.: s.n.], 2016. Citado na página 25.
- VIEIRA, J. M. et al. Microstrip Antenna with Extended Ground Plane for Meteorological Nano-Satellites. In: SBRT. [S.l.], 2015. p. 477–481. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 47.
- VIEIRA, J. M. et al. Development of an UHF 2X2 Microstrip Antenna Array for Nano-Satellites. In: . [S.l.: s.n.], 2016. p. 137–145. Citado na página 25.
- WANG, X. et al. Small satellite constellation for disaster monitoring in china. In: IEEE. *Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2005. IGARSS'05. Proceedings. 2005 IEEE International*. [S.l.], 2005. v. 1, p. 3–pp. Citado na página 33.
- WEINER, M. M. *Monopole antennas*. Bedford, Massachusetts, EUA: CRC Press, 2003. Citado na página 34.
- YAMAGUTI, W.; ORLANDO, V.; PEREIRA, S. Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais: status e planos futuros. In: INPE. *Simpósio Brasileiro de Sensoriamento Remoto, 2009. SBSR 2009. Natal*. [S.l.], 2009. p. 1633–1640. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 27.