



Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação
Departamento de Microondas e Óptica

**Um Novo Tipo de Antena para Radar Aerotransportado:
Yagi Tridimensional**

Autor: Juliano Rodrigues Brianeze

Orientador: Hugo Enrique Hernández Figueroa

Co-Orientador: Arismar Cerqueira Sodré Junior

Trabalho apresentado à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da UNICAMP como parte dos requisitos exigidos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Comissão Examinadora:

Hugo Enrique Hernández Figueroa – DMO/FEEC/UNICAMP – Presidente

Paulo Cardieri – DECOM/FEEC/UNICAMP

Silvio Ernesto Barbin – POLI /USP

Campinas, 28/08/2008

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

R618n Rodrigues, Juliano Brianeze
Um novo tipo de antena para radar aerotransportado:
Yagi Tridimensional / Juliano Rodrigues Brianeze. --
Campinas, SP: [s.n.], 2008.

Orientadores: Hugo Enrique Hernández Figueroa,
Arismar Cerqueira Sodré Junior.

Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

1. Antenas (Eletronica). 2. Radar. I. Hernández
Figueroa, Hugo Enrique . II. Sodré Junior, Arismar
Cerqueira. III. Universidade Estadual de Campinas.
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. IV.
Título.

Título em Inglês: A novel antenna for airborne radar: Tridimensional Yagi
Palavras-chave em Inglês: Antenna, Airborne radar, Yagi, Mapping, Yagi 3D
Área de concentração: Telecomunicações e Telemática
Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica
Banca examinadora: Paulo Cardieri, Silvio Ernesto Barbin
Data da defesa: 28/08/2008
Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

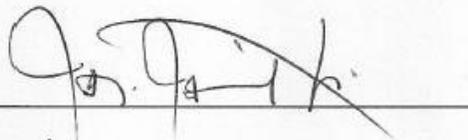
COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato(a): Juliano Rodrigues Brianeze

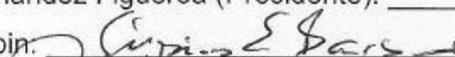
Data da Defesa: 28 de agosto de 2008

Título da Tese: "Um Novo Tipo de Antena para Radar Aerotransportado: Yagi Tridimensional".

Prof. Dr. Hugo Enrique Hernandez Figueroa (Presidente):



Prof. Dr. Silvio Ernesto Barbin:



Prof. Dr. Paulo Cardieri:



Agradecimentos

Primeiramente a Deus, autor e consumidor da minha fé, por Seu imenso amor e Sua infinita graça.

À minha esposa Ana Carolina, por sua alegria contagiante, seu carinho, companhia e parceria para enfrentar qualquer dificuldade.

Aos meus queridos pais, Arly e Marylina, por sempre acreditarem em mim, pelo apoio incondicional, pelo incentivo e por todo investimento.

Ao prof. Hugo por toda confiança, toda orientação e todo conhecimento transmitido, desde os tempos de graduação.

Ao Arismar, pela amizade, pelo trabalho compartilhado, pelas valorosas idéias, sugestões e correções.

À Orbisat, mais especificamente ao João Moreira e ao Edson Reis, pela preciosa ajuda técnica, pelo apoio financeiro e pelos protótipos (construção, adaptação e fabricação de suportes para as medidas).

Ao colega Marcelo Ribeiro, pela inestimável ajuda com as medidas no enlace de microondas do LAPCOM.

Aos colegas do LEMAC, pelo companheirismo, amizade e troca de idéias.

À CAPES pelo apoio financeiro.

À UNICAMP por toda a formação e estrutura técnica.

A todos que de alguma forma colaboraram com a realização deste trabalho

Dedico este trabalho a meus pais, Arly e Marylina;
e a minha esposa Ana Carolina.

Resumo

Sistemas embarcados usando Radar de Abertura Sintética (*Synthetic Aperture Radar - SAR*), em plataformas aerotransportadas ou orbitais, têm sido cada vez mais usados para sensoriamento remoto. Quando estes sistemas são aplicados para estudos de cobertura vegetal e biomassa, sinais com frequências acima de 1 GHz penetram pouco na vegetação. Já o uso de frequências na banda P (400 MHz) permite uma maior penetração, possibilitando a detecção da superfície do terreno subjacente. A escolha da antena para esses sistemas é um ponto muito importante, já que vários de seus parâmetros estão diretamente ligados ao desempenho do sistema.

O objetivo deste trabalho é propor um novo tipo de antena Yagi que seja eficiente para sistemas SAR aerotransportados: uma combinação das antenas Quasi-Yagi e Yagi-Uda. Da primeira é mantido o *balun* de microfita, que garante uma grande largura de banda. Já os elementos radiantes (*driver* e diretores), permanecem semelhantes aos de uma antena Yagi-Uda, ou seja, dipolos cilíndricos de metal. A antena foi projetada para ser fixada ao corpo de uma aeronave, usando a fuselagem para moldar seu padrão de radiação. Após a proposta de um modelo final para a nova antena Yagi, chamado Yagi Tridimensional, suas principais características foram analisadas através de simulações numéricas e experimentos. A antena proposta possui características inovadoras que permitem uma menor radiação para baixo da plataforma, possibilitando o uso simultâneo de duas antenas, uma de cada lado da aeronave, o que diminui consideravelmente os custos operacionais. Finalmente, um protótipo foi projetado e construído para atender os requisitos de um sistema SAR especificado. Além disso, medidas de perda de retorno e padrão de radiação foram realizadas e comparadas com os resultados de simulação.

Abstract

Embedded systems using Synthetic Aperture Radar (SAR), in orbital or airborne platforms, have often been used for remote sensing. When these systems are applied to vegetal cover and biomass studies, signals with frequency above 1 GHz do not properly penetrate in the vegetation. On the other hand, the use of signals with frequencies in P band (400 MHz) allows a deeper penetration, making possible the detection of the underlying terrain surface. The antenna choice for these systems is a very important point, because several of its parameters are directly linked to the system performance.

The aim of this work is to develop a new kind of Yagi antenna efficient for airborne SAR systems: a combination of Quasi-Yagi and Yagi-Uda antennas. From the first, the microstrip balun is kept, in order to ensure a large bandwidth. The radiant elements (driver and directors), remain similar to those of Yagi-Uda antenna, in other words, cylindrical metal dipoles. The antenna was designed to be fixed to an aircraft body, using the fuselage to shape its radiation pattern. A novel Yagi antenna was proposed, called Tridimensional Yagi, and its main properties were analyzed by means of numerical simulations and experiments. The proposed antenna provides a lower radiation under the platform, enabling the use of two antennas simultaneously, one at each side of the aircraft. This new feature can considerably decrease the operational costs. Finally, a prototype was designed, and built to meet the requirements of a specified SAR system. Furthermore, experiments on return loss and radiation pattern have been carried out and compared to numerical simulations.

Sumário

Lista de Figuras	ix
Lista de Tabelas.....	xii
Lista de Símbolos	xiii
Patentes relacionadas ao trabalho do autor	xv
Trabalhos afins publicados pelo autor.....	xv
Capítulo 1 - Introdução	16
Capítulo 2 - Sistemas SAR para Sensoriamento Remoto	19
2.1 Princípios Básicos de Sensoriamento Remoto	19
2.2 Radar de Abertura Sintética (SAR).....	21
2.3 Aplicações de SAR em Sensoriamento Remoto	29
2.4 Sistemas SAR Orbitais e Aerotransportados.....	32
2.5 Especificação de um Sistema SAR Aerotransportado Operante na Banda P	33
Capítulo 3 - Antenas do tipo Yagi.....	36
3.1 Antena Yagi-Uda.....	36
3.2 Antena Quasi-Yagi	41
Capítulo 4 - Desenvolvimento de novas antenas Yagi.....	56
4.1 Interação da antena com a fuselagem da aeronave	56
4.2 Primeira antena Yagi modificada.....	64
Capítulo 5 - Antena Yagi Tridimensional para sistemas SAR.....	72
5.1 Desenvolvimento da Antena	72
5.2 Análise de parâmetros	77
5.3 Antena Y3D Otimizada.....	92
Capítulo 6 - Conclusões	102
Apêndice I - Dimensões da Primeira Antena Yagi Modificada.....	104
Apêndice II - Dimensões da Antena Yagi Tridimensional	107
Referências Bibliográficas	115

Lista de Figuras

2.1: Etapas fundamentais de um processo de imageamento por sensoriamento remoto.....	19
2.2: Geometria de vôo de um SLAR.....	22
2.3: Imageamento de um alvo por um SAR.....	24
2.4: Imagens de uma área agrícola obtidas na banda C com diferentes polarizações.....	27
2.5: Imagens do vulcão Vesúvio obtidas com um InSAR.....	29
2.6: Penetração de sinais de microondas de diferentes frequências na vegetação.....	32
2.7: Esquemático da seqüência de processamento do OrbiSAR, operante nas bandas X e P.....	34
3.1: Configuração básica de uma antena Yagi-Uda.....	37
3.2: Simulação das antenas YU com 1 e 4 diretores projetadas para a banda B.....	40
3.3: Antena QY e seus principais componentes.....	42
3.4: Uma típica linha de microfita.....	43
3.5: Uma típica CPS.....	45
3.6: Parâmetros de projeto da antena QY otimizada para a banda P.....	48
3.7: Protótipo construído da antena QY otimizada operante na banda P.....	49
3.8: Resultados da antena QY otimizada operante na banda P.....	50
3.9: Padrão de radiação simulado da antena QY otimizada.....	51
3.10: Enlace de microondas do LAPCOM utilizados para as medidas de padrão de radiação.....	53
3.11: Padrão de radiação em co-polarização normalizado simulado e medido da antena QY otimizada.....	54
3.12: Vista da antena transmissora a partir da posição da antena receptora no enlace de microondas do LAPCOM.....	54
3.13: Ganho simulado da antena QY otimizada em função da frequência.....	55
4.1: Antena QY projetada posicionada no modelo de um corte da fuselagem do avião Seneca.....	57
4.2: Resultados simulados do conjunto antena QY e fuselagem.....	58
4.3: Padrão de radiação simulado do conjunto antena QY e fuselagem.....	59
4.4: Curvas de rejeição entre as faixas 20° a 70° e -20° a -70° no padrão de radiação em elevação da antena QY com fuselagem.....	60
4.5 Padrão de radiação em elevação simulado da antena QY com e sem fuselagem.....	61

4.6: Padrão de radiação em elevação simulado do conjunto antena QY e fuselagem em 400 MHz.	62
4.7 Ganho simulado da antena QY com fuselagem em função da frequência.....	63
4.8: Primeira antena QY modificada para a banda P.	65
4.9: Primeira antena Yagi modificada com substrato de $\epsilon_r = 4,8$	66
4.10: Perda de retorno simulada da primeira antena Yagi modificada com substratos de diferentes ϵ_r	66
4.11: Padrão de radiação simulado do conjunto primeira antena Yagi modificada e fuselagem...67	
4.12: Padrão de radiação em elevação normalizado medido e simulado do conjunto primeira antena Yagi modificada e fuselagem.....	68
4.13: Curvas de rejeição entre as faixas 20° a 70° e -20° a -70° no padrão de radiação em elevação da primeira antena Yagi modificada e fuselagem.	69
4.14: Ganho simulado da primeira antena Yagi modificada em função da frequência.	70
5.1: <i>Balun</i> impresso após modificações para redução de tamanho e peso.....	73
5.2: Parâmetros S do novo <i>balun</i> impresso.....	73
5.3: Amplitude da corrente elétrica superficial na face das trilhas do <i>balun</i> em contato com o dielétrico.....	74
5.4: Transição entre a saída do <i>balun</i> impresso e os tubos alimentadores do <i>driver</i>	75
5.5: Antena Y3D.	76
5.6: Análise da antena Y3D em função de L_{DRIVER}	78
5.7: Análise da antena Y3D em função de L_{DRIVER} , mantendo a mesma proporção entre o comprimento do <i>driver</i> e diretores.	79
5.8: Análise da antena Y3D em função do número de diretores.....	80
5.9: Análise da antena Y3D em função de nL_{DIR}	81
5.10: Análise da antena Y3D em função de L_{DIR1}	82
5.11: Análise da antena Y3D em função de L_{DIR2} , L_{DIR3} e L_{DIR4}	84
5.12: Análise da antena Y3D em função de S_{DIR}	85
5.13: Análise da antena Y3D em função de W_D	86
5.14: Análise da antena Y3D em função de W_{LINHA}	87
5.15: Análise da antena Y3D em função de S_{LINHA}	88
5.16: Análise da antena Y3D em função de S_{DF}	89

7.17: Análise da antena Y3D em função de H .	90
5.18: Análise da antena Y3D em função da inclinação dos diretores	91
5.19: Antena Y3D final.	92
5.20: Protótipo da antena Y3D.	94
5.21: Resultados da antena Y3D final.	95
5.22: Par de peças de alumínio para ligar as saídas do <i>balun</i> aos tubos de alimentação do <i>driver</i> e permitir um ajuste de S_{LINHA} sem alterar as dimensões do <i>balun</i>	95
5.23: Padrão de radiação simulado da antena Y3D otimizada.	96
5.24: Padrão de radiação normalizado medido e simulado da antena Y3D otimizada.	98
5.25: Curvas de rejeição entre as faixas 20° a 70° e -20° a -70° no padrão de radiação em elevação da antena Y3D.	99
5.26: Ganho simulação da antena Y3D em função da frequência.	100
5.27: Desempenho das 3 antenas analisadas com o modelo de fuselagem.	101
I.1: Primeira antena Yagi modificada com seus parâmetros de projeto.	105
II.1: Vista anterior do <i>balun</i> da antena Y3D, com seus parâmetros de projeto.	107
II.2: Vista posterior do <i>balun</i> da antena Y3D, com seus parâmetros de projeto.	108
II.3: Caixa metálica para conter o <i>balun</i> da antena Y3D, em diversas vistas.	109
II.4: Parâmetros de projeto da caixa metálica para conter o <i>balun</i> da antena Y3D	110
II.5: Diferentes vistas do <i>balun</i> posicionado dentro da caixa metálica.	111
II.6: Parâmetros de projeto da antena Y3D.	113

Lista de Tabelas

2.1: Faixas de frequência de microondas mais usadas em sensoriamento remoto.....	21
2.2: Comparação entre plataformas aerotransportada e orbital para sistemas SAR.....	33
2.3: Especificações para a antena de um sistema SAR aerotransportado operante na banda P.	35
3.1: Parâmetros de projeto das antenas YU projetadas para 400 MHz	39
3.2: Valores dos parâmetros de projeto da antena QY otimizada para a banda P.....	48
4.1: Parâmetros da equação de Friis usados para estimativa do ganho da antena receptora no enlace de microondas.....	71
5.1: Parâmetros de projeto analisados da antena Y3D e seus valores iniciais.	77
I.1: Parâmetros de projeto da primeira antena Yagi modificada.....	105
II.1: Parâmetros de projeto do <i>balun</i> da antena Y3D.....	108
II.2: Parâmetros de projeto da caixa metálica para envolver o <i>balun</i> da antena Y3D.	111
II.3: Parâmetros de projeto da parte radiante da antena Y3D.	114

Lista de Símbolos

θ	Ângulo de visada
δ_R	Resolução em alcance
c_0	Velocidade da luz no vácuo
B_R	Banda em alcance do pulso transmitido
γ	Taxa de variação da frequência do <i>chirp</i>
T_P	Duração do <i>chirp</i>
δ_A	Resolução em azimute
l_a	Comprimento da antena
r	Distância entre o alvo e a antena
λ_0	Comprimento de onda no espaço livre
L_a	Comprimento da antena sintetizada
θ_a	Abertura real
v	Velocidade relativa linear de deslocamento do sensor
B_A	Banda em azimute do sensor
λ	Comprimento de onda
BW	Largura de banda em perda de retorno
E	Campo elétrico
H	Campo magnético
W	Largura de linha de microfita ou CPS
h	Espessura do substrato
t	Espessura de metalização
ϵ_r	Constante dielétrica
ϵ_{re}	Constante dielétrica efetiva
η	Impedância característica do espaço livre
Z_{0m}	Impedância característica de uma linha de microfita
W_e	Largura efetiva da linha de microfita

S	Distância entre tiras metálicas numa CPS
Z_{0cs}	Impedância característica de uma CPS
λ_g	Comprimento de onda guiado

Patentes relacionadas ao trabalho do autor

- J. R. Brianeze, Arismar Cerqueira S. Jr, H. E. Hernández-Figueroa, J. Moreira, E. Reis, “Conjunto Radiante Tridimensional Assimétrico”, patente requerida no Instituto Nacional da Propriedade Industrial, em 18/06/2008, sob o número de protocolo 0000220803828818.

Trabalhos afins publicados pelo autor

- J. R. Brianeze, Arismar Cerqueira S. Jr., H. E. Hernández-Figueroa, “Modified Quasi-Yagi Antenna for Airborne Radar”, apresentação de pôster, MOMAG 2008, Florianópolis – SC, 7-10 de setembro de 2008.

- J. R. Brianeze, C. H. da Silva Santos e H. E. Hernández-Figueroa, “Evolutionary Algorithms Applied to Microstrip Antennas Design”, apresentação de pôster, Proceeding of the 2nd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2007), Edinburgh – UK, 11-16 de novembro de 2007.

Capítulo 1

Introdução

Nos últimos anos sistemas embarcados usando Radar de Abertura Sintética (*Synthetic Aperture Radar - SAR*), aerotransportados ou em plataformas orbitais, têm sido cada vez mais usados para observação e monitoramento da superfície da Terra, estudos de biomassa, estudos geográficos, mapeamento e até para a segurança nacional [1]. O domínio dessa tecnologia pode ser considerado de vital importância para países de dimensões continentais como o Brasil.

Os Sistemas SAR operantes em frequências de microondas fornecem imagens das características elétricas e geométricas de uma superfície em praticamente qualquer condição climática, durante o dia ou à noite. Um SAR convencional mede apenas a localização de um alvo em um sistema de coordenadas bi-dimensional. A aplicação de técnicas de interferometria a esses sistemas (*Interferometric Synthetic Aperture Radar - InSAR*) tem permitido medidas em três dimensões [1].

Sistemas InSAR operando em diferentes faixas de frequência podem detectar características diferentes e complementares da superfície terrestre. Em estudos de cobertura vegetal e biomassa, sinais com frequências acima de 1 GHz penetram pouco na vegetação. Já o uso de frequências na banda P (400 MHz) permite uma maior penetração, possibilitando a detecção da superfície do terreno subjacente [2].

A escolha da antena para esses sistemas é um ponto muito importante, já que vários de seus parâmetros (como polarização, ganho, perda de retorno e padrão de radiação) estão diretamente ligados ao desempenho do sistema. O ganho da antena e as suas perdas estão relacionados com a relação sinal/ruído do radar, responsável pela definição da sua sensibilidade na detecção de alvos. Já os ângulos de abertura da antena, em azimute e em elevação, determinam inicialmente a resolução do radar sem um processamento SAR. Antenas de microfita têm sido comumente usadas [3] [4]. Elas permitem o uso de duas polarizações, mas para obtenção de um padrão de radiação mais diretivo torna-se necessário o uso de arranjo com várias antenas de microfita, o que pode requerer um espaço físico proibitivo em frequências mais baixas.

A antena Quasi-Yagi (QY) foi proposta por Y. Qian et al em 1998 [5]. Atualmente ela é muito popular por combinar as melhores características de antenas planares, sem comprometer nenhum parâmetro importante [6]. Ela tem a mesma estrutura básica de uma antena Yagi-Uda (YU): um arranjo de dipolos com um *driver*, diretores e refletores. A maior diferença é que o refletor é substituído por um plano de terra truncado. Um *balun* impresso garante a alimentação balanceada no *driver*, sem prejudicar a banda larga da antena.

O principal objetivo deste trabalho é propor um novo tipo de antena Yagi que seja eficiente para sistemas SAR aerotransportados. Partindo da tradicional antena YU, e passando pela antena QY, desenvolveu-se uma antena Yagi modificada (Yagi Tridimensional – Y3D), operando na banda P, para utilização em um sistema SAR aerotransportado. A antena foi projetada para ser fixada ao corpo de uma aeronave, usando a fuselagem para moldar seu padrão de radiação. Os efeitos da integração da antena com a aeronave sobre seus diversos parâmetros elétricos foram identificados. Após se chegar ao modelo final da antena projetada, uma análise dos seus principais parâmetros de projeto foi feita, o que permitiu se chegar a uma antena que atende aos requisitos de um sistema SAR especificado.

No capítulo 2 são apresentados conceitos básicos de um sistema SAR, incluindo as técnicas de polarimetria e interferometria, além das especificações de um sistema operante na banda P.

O capítulo 3 tem como objetivo fazer uma revisão sobre as antenas YU e QY, apresentando seus principais aspectos teóricos e técnicas de projeto. Foram realizados projetos de antenas de ambos os tipos operantes na banda P na tentativa de atender às especificações do sistema SAR proposto. Um protótipo da antena QY projetada foi construído e caracterizado.

O capítulo 4 contém etapas intermediárias para o desenvolvimento da nova antena do tipo Yagi, a partir da antena QY projetada para a banda P. Primeiramente, a interação da antena QY com uma aeronave, onde ela poderia ser instalada, é analisada. A fuselagem exerce um grande efeito sobre o funcionamento da antena, e passou a ser usada para moldar o seu padrão de radiação. Um primeiro grupo de alterações na antena é então sugerido, com a finalidade de otimizar a sua posição em relação à aeronave e a sua integração com a mesma. Essa otimização teve como base os requisitos do sistema SAR especificado.

O capítulo 5 apresenta o desenvolvimento final da antena Yagi Tridimensional (Y3D). Um novo grupo de alterações é sugerido, com o objetivo de tornar a antena mais leve e melhorar suas

características elétricas e de radiação. Após se obter um modelo final, um estudo do efeito dos seus principais parâmetros de projeto foi realizado através de simulações.

Todas as simulações foram realizadas utilizando o *software* comercial CST Microwave Studio, no Laboratório Eletromagnetismo Aplicado e Computacional (LEMAC) do Departamento de Microondas e Óptica (DMO), da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação (FEEC) da UNICAMP.

Protótipos baseados nos modelos propostos de cada antena foram fabricados e caracterizados experimentalmente. A caracterização foi realizada em função de análises da perda de retorno e dos padrões de radiação nos planos de Azimute e de Elevação. Finalmente, o capítulo 6 contém comentários e conclusões sobre este trabalho, além de sugestões para etapas futuras.

Capítulo 2

Sistemas SAR para Sensoriamento Remoto

2.1 Princípios Básicos de Sensoriamento Remoto

Sensoriamento Remoto é a ciência relacionada à utilização conjunta de sensores em satélites ou aeronaves e equipamentos para aquisição e processamento de dados com o objetivo de estudar o ambiente terrestre através do registro e da análise das interações entre a radiação eletromagnética e as substâncias componentes do planeta Terra. A aquisição de informação sobre a superfície terrestre é feita sem estar em contato com ela. Geralmente o processo envolve uma interação entre radiação incidente e o alvo de interesse, através de sete diferentes etapas ilustradas na Fig. 2.1. Sensoriamento remoto também compreende o uso de sensores que não formam imagens. Além disso, pode-se usá-lo para estudo de outros planetas.

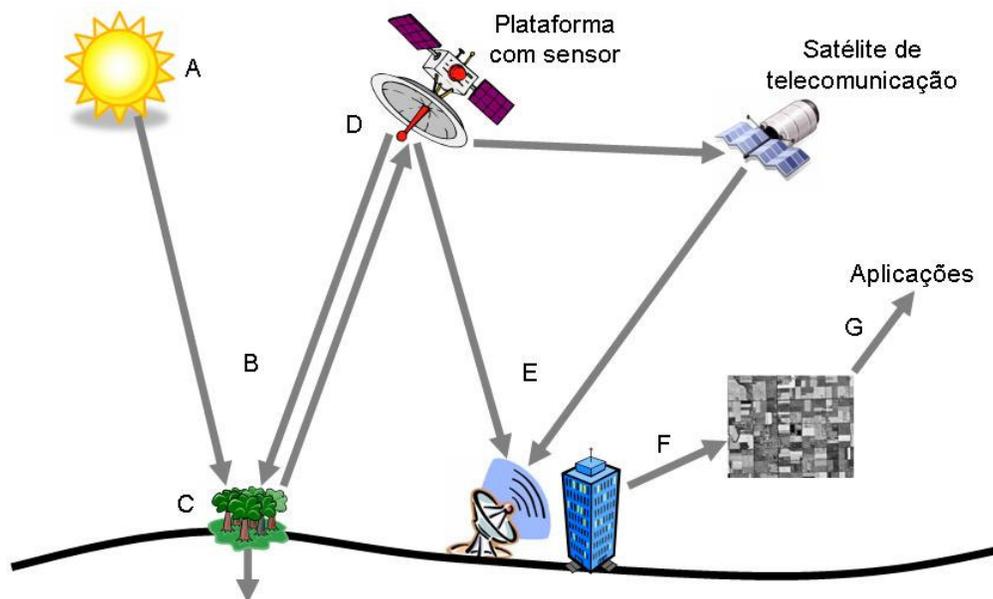


Figura 2.1: Etapas fundamentais de um processo de imageamento por sensoriamento remoto.

- A) **Fonte de Energia ou Iluminação:** O primeiro requerimento para o sensoriamento remoto é a presença de uma fonte de energia que ilumine ou forneça energia eletromagnética para o alvo de interesse.
- B) **Radiação e a Atmosfera:** Ao viajar de sua fonte para o alvo, a energia passa através da atmosfera, entrando em contato e interagindo com ela. Essa interação ocorre novamente quando a energia migra do alvo para o sensor.
- C) **Interação com o Alvo:** Uma vez que a energia chegue ao alvo através da atmosfera, ela interage com ele, o que depende das propriedades de ambos.
- D) **Registro da Energia pelo Sensor:** Após a energia ter sido espalhada ou emitida do alvo, é necessário um sensor remoto para coletar e armazenar a radiação eletromagnética.
- E) **Transmissão, Recepção e Processamento:** A energia registrada pelo sensor deve ser transmitida, geralmente no formato eletrônico, para estações de recepção e processamento, onde os dados são processados e transformados em imagens.
- F) **Interpretação e Análise:** A imagem processada é interpretada, visualmente e/ou eletronicamente, para se extrair a informação sobre o alvo iluminado.
- G) **Aplicação:** A informação extraída das imagens do alvo é aplicada com os seguintes propósitos: melhorar o entendimento do mesmo, revelar alguma nova informação, ou auxiliar na solução de problemas específicos. Ao fim desta etapa o processo de sensoriamento remoto é concluído.

Sistemas de sensoriamento remoto que medem energia naturalmente disponível chamam-se sensores passivos. A fonte energética geralmente é a energia solar, que pode ser refletida pelo alvo ou absorvida e depois re-emitida como energia térmica. Obviamente, uma limitação destes sistemas é que eles só podem ser usados quando a fonte de energia estiver presente.

Por outro lado, sensores ativos têm sua própria fonte de energia para iluminação. Eles emitem radiação que é direcionada ao alvo a ser investigado. A radiação refletida é então detectada e medida pelo sensor. Esses sensores podem ser usados durante o dia ou à noite, em praticamente qualquer condição climática. Podem também operar em frequências distintas das supridas pelo Sol, fornecendo informações diferentes e complementares sobre os alvos. A região de microondas do espectro eletromagnético (300 MHz a 300 GHz) é uma faixa comumente utilizada. A Tab. 2.1 apresenta as faixas de frequência de microondas mais usadas em

sensoriamento remoto, e seus respectivos comprimentos de onda [7]. Por outro lado, uma desvantagem dos sensores ativos é o requerimento de uma grande quantidade de energia para iluminar os alvos.

Tabela 2.1: Faixas de frequência de microondas mais usadas em sensoriamento remoto.

Nomenclatura da Faixa:	Faixa de Frequência (GHz):	Comprimento de Onda (μm):
P	0,3 a 1	100 a 30
L	1 a 2	30 a 15
S	2 a 4	15 a 7,5
C	4 a 8	7,5 a 3,75
X	8 a 12	3,75 a 2,5
K _u	12 a 18	2,5 a 1,67
K	18 a 27	1,67 a 1,11
K _a	27 a 40	1,11 a 0,75

Os sensores ativos podem ser divididos em componente ativo e passivo. Se o sensor operar em microondas, este último corresponde a uma antena, que transmite e recebe sinais eletromagnéticos na faixa de operação para a qual o sensor foi projetado. A parte ativa envolve toda a eletrônica necessária para processar os sinais emitido e detectado.

Sensores ativos de microondas são geralmente divididos em duas categorias: imageadores e não-imageadores. Estes últimos podem ser altímetros, usados em aeronaves para determinação de altitude e em aeronaves e satélites para mapeamento topográfico e estimação de altura da superfície marítima, ou retroespalhadores, aplicados à medida quantitativa precisa da quantidade de energia retroespalhada por alvos.

2.2 Radar de Abertura Sintética (SAR)

O sensor ativo de microondas imageador mais comum é o RADAR, acrônimo para *Radio Detection And Ranging*. O sensor transmite um sinal de microondas, na forma de pulsos eletromagnéticos regulares, em direção ao alvo e detecta sua porção retroespalhada. A

intensidade deste sinal retroespalhado é medida para discriminar diferentes alvos, e o atraso temporal (ou defasagem) entre os sinais transmitido e refletido determina a distância do alvo. O sistema de radar como um todo consiste basicamente de um transmissor, um receptor, uma antena e um sistema eletrônico para processar e gravar os dados.

Radares podem ser embarcados em plataformas orbitais (satélites ou ônibus espaciais) ou aerotransportadas (aeronaves). A onda eletromagnética ilumina obliquamente uma faixa da superfície, na direção perpendicular à de movimento da plataforma. Esses sistemas são chamados Radar de Visada Lateral (*Side-Looking Airborne Radar – SLAR*).

A Fig. 2.2 apresenta a geometria de voo de um SLAR. O termo alcance refere-se à dimensão perpendicular à direção de voo, enquanto azimuth indica a dimensão paralela. O ângulo de visada do radar é indicado por θ .

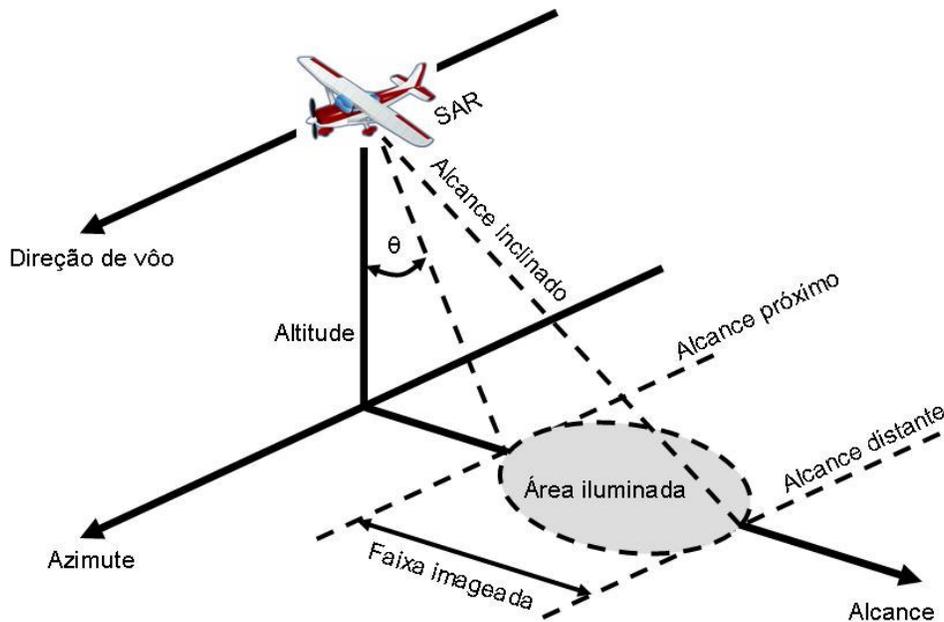


Figura 2.2: Geometria de voo de um SLAR.

2.2.1 Resolução Espacial

A resolução espacial de um sensor refere-se ao menor tamanho de um alvo ou característica que pode ser detectado. Uma célula de resolução espacial é uma parte da superfície terrestre de área igual ao produto entre a resolução de alcance e a de azimuth. Cada *pixel* (menor unidade de informação de uma imagem digital) da imagem resultante do processamento SAR corresponde a

uma célula de resolução espacial. Para um alvo homogêneo ser detectado seu tamanho geralmente deve ser igual ou maior que a célula de resolução. Para que dois objetos possam ser distinguidos por um sensor, eles devem estar em células de resolução espacial diferentes.

Diferente de sistemas ópticos, a resolução espacial de um radar é uma função de propriedades específicas da radiação de microondas e de efeitos geométricos. Em um Radar de Abertura Real (*Real Aperture Radar - RAR*) um único pulso transmitido e o sinal retroespalhado são usados para formar a imagem. Logo, a resolução é dependente do comprimento efetivo do pulso na direção de alcance inclinada e da largura da iluminação na direção de azimute. A resolução em alcance (δ_R) é dependente do comprimento do pulso, e pode ser dada por:

$$\delta_R(RAR) = \frac{c_0}{2B_R}, \quad (2.1)$$

com

$$B_R = \gamma T_P, \quad (2.2)$$

onde c_0 é a velocidade da luz no vácuo, B_R é a banda em alcance do pulso transmitido, γ é a taxa de variação da frequência do *chirp* (pulso de microondas modulado linearmente em frequência), e T_P é a sua duração.

Já a resolução em azimute é determinada pela largura angular do feixe de microondas radiado e pela distância em alcance inclinado. À medida que a radiação do radar se propaga para longe do sensor, a resolução em azimute aumenta, ou seja, piora. Além disso, a largura de feixe do radar é inversamente proporcional ao comprimento da antena (l_a). Logo a resolução em azimute é dada por:

$$\delta_A(RAR) = \frac{r\lambda_0}{l_a}, \quad (2.3)$$

onde r é a distância entre o alvo e a antena e λ_0 é o comprimento de onda no espaço livre.

Para melhorar a resolução em alcance pode-se usar pulsos com menor comprimento, que necessariamente deverão ter uma maior banda em frequência. Por outro lado, uma melhora na resolução em azimute pode ser alcançada com uma antena maior. No entanto, o tamanho da antena é limitado pelo que pode ser carregado pela plataforma. Radares aerotransportados podem ter antenas de até 2 m, enquanto satélites podem suportar antenas de 10 a 15 m de comprimento.

Para superar esta limitação de tamanho, o movimento da plataforma e processos especiais de gravação e processamento dos ecos do sinal retroespalhado podem ser usados para simular antenas muito maiores. A Fig. 2.3 mostra como esta estratégia é implementada.

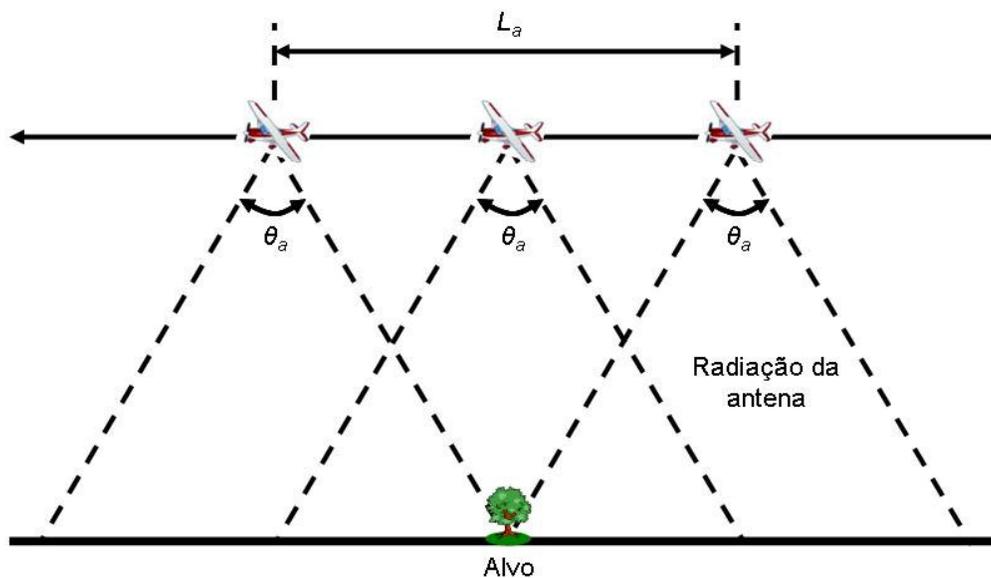


Figura 2.3: Imageamento de um alvo por um SAR.

Assim que o alvo entra no feixe do radar, os ecos retroespalhados de cada pulso transmitido começam a ser gravados. Enquanto a plataforma continua a se mover, todos os ecos do alvo para cada pulso são gravados durante todo o tempo em que o alvo permanece dentro do feixe. A distância entre as posições onde o radar começa a iluminar o alvo e deixa de fazê-lo determina o comprimento da antena simulada ou sintetizada (L_a). Alvos a uma maior distância em alcance, onde o feixe é mais largo, serão iluminados por um intervalo de tempo maior que objetos mais próximos da plataforma. O alargamento do feixe combinado com um maior tempo de iluminação do alvo, na medida em que a distância em alcance aumenta, gera um balanceamento. Com isso, a resolução permanece constante através de toda a faixa de varredura do radar. Este método de se

obter uma resolução em azimute uniforme ao longo de toda a faixa de imageamento é chamado Radar de Abertura Sintética ou SAR, e pode fornecer uma resolução em azimute centenas de vezes maior que a largura de feixe da antena.

A resolução em alcance de um SAR é a mesma que a de um RAR. Já a resolução em azimute pode ser dada por:

$$\delta_A(SAR) = \frac{v}{B_A}, \quad (2.4)$$

onde v é a velocidade relativa linear de deslocamento do sensor e B_A é a banda em azimute, que por sua vez é dada por:

$$B_A = \frac{2v}{l_a}. \quad (2.5)$$

Logo:

$$\delta_A(SAR) = \frac{l_a}{2}. \quad (2.6)$$

Como l_a também pode ser definido como

$$l_a = \frac{\lambda_0}{\theta_a}, \quad (2.7)$$

a expressão (2.6) pode ser reescrita como

$$\delta_A(SAR) = \frac{\lambda_0 r}{2L_A}, \quad (2.8)$$

onde L_A é a abertura sintética do radar, ou seja, o tamanho da antena sintetizada:

$$L_a = \theta_a r. \quad (2.9)$$

Portanto, ao contrário do que ocorre num RAR, a resolução em azimute é pior com uma antena de comprimento maior para um SAR. Pode-se usar apenas parte da abertura sintética, o que permite controlar a resolução azimutal e obter resoluções mais baixas. Esta técnica provê uma grande versatilidade a sistemas SAR para síntese de imagens de múltiplas visadas. Para tal, imagens independentes de uma mesma área são formadas pelo processamento digital de imagens do SAR, por meio do uso de subconjuntos de sinais refletidos. Posteriormente a média dessas imagens é calculada, dando origem a uma única imagem de múltiplas visadas.

2.2.2 Polarimetria

Polarização de uma onda eletromagnética refere-se à orientação do campo elétrico [7]. A maioria dos radares é projetada para transmitir radiação de microondas polarizada horizontalmente (H) ou verticalmente (V), por razões de economia. Do mesmo modo, a antena recebe energia retroespalhada em uma destas polarizações. Uma onda transmitida de qualquer polarização pode gerar energia retroespalhada com várias polarizações, dependendo da interação com o alvo. Sistemas que transmitem ou recebem polarizações lineares H ou V são comumente utilizados, porque qualquer polarização pode ser obtida de uma combinação entre elas. Portanto há quatro combinações de polarizações transmitida e recebida:

- HH – Transmissão e recepção horizontais;
- VV – Transmissão e recepção verticais;
- HV – Transmissão horizontal e recepção vertical;
- VH – Transmissão vertical e recepção horizontal.

A polarização é definida como paralela quando transmissão e recepção são polarizadas na mesma direção (HH ou VV). Quando elas são polarizadas em direções ortogonais (HV ou VH), tem-se a polarização cruzada. Radares podem ter uma (radar de polarização única), duas (radar de polarização dupla ou alternada) ou todas as quatro (radar polarimétrico) combinações de polarização transmitida e recebida. Polarizações múltiplas ajudam a distinguir a estrutura física dos alvos através do retroespalhamento, como por exemplo, o alinhamento em relação ao radar

(HH contra VV), a aleatoriedade do espalhamento (HV para vegetação), as estruturas com vértices proeminentes (ângulo de fase para HH e VV), espalhamento de Bragg (VV em oceanos).

A Fig. 2.4 mostra imagens de áreas agrícolas obtidas na banda C, demonstrando como a resposta do radar depende da polarização, e como diferentes polarizações fornecem informações distintas.

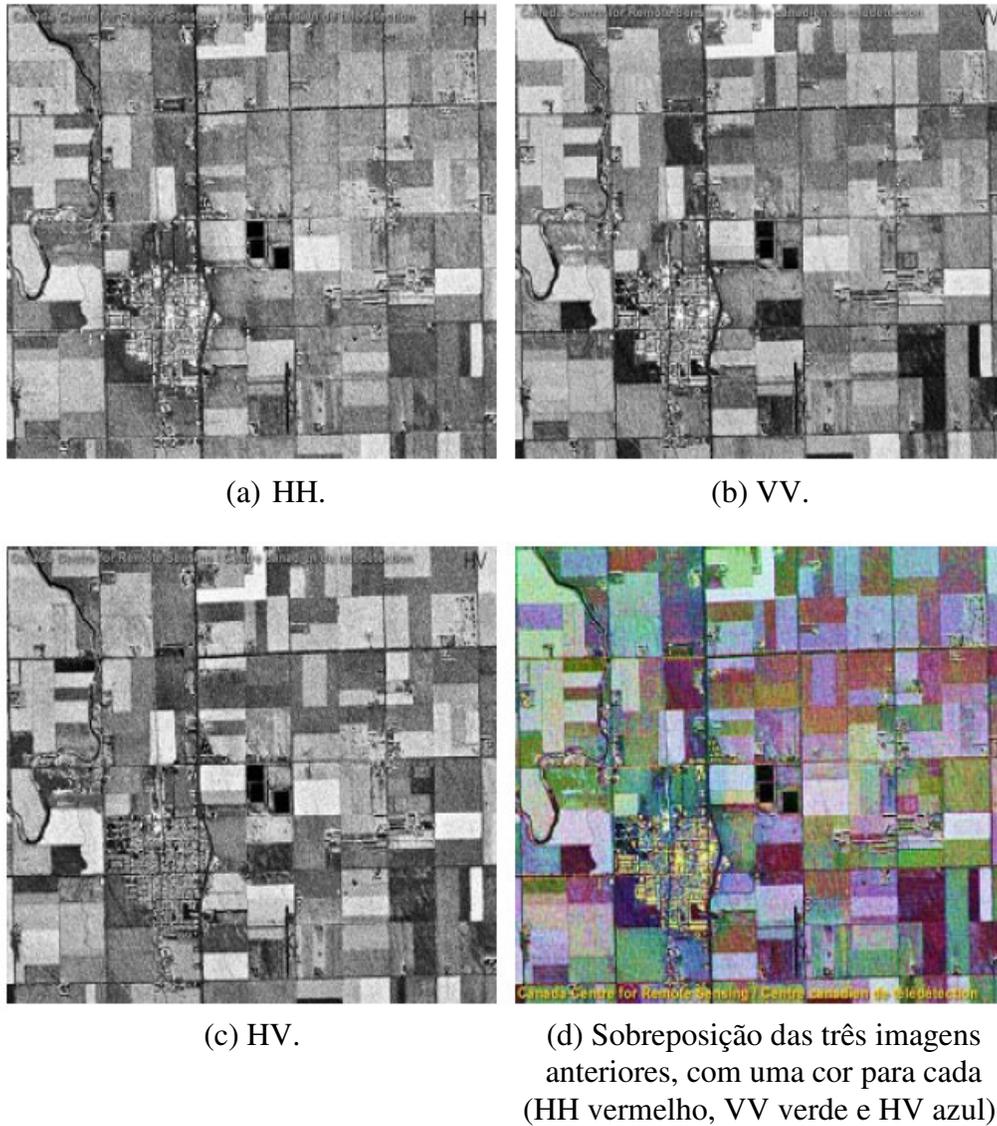


Figura 2.4: Imagens de uma área agrícola obtidas na banda C com diferentes polarizações [8].

Radares polarimétricos podem atribuir quatro *pixels* com valores complexos aos espalhadores de uma célula de resolução espacial, um para cada combinação de polarizações transmitida e recebida. Isso gera muito mais informações sobre o alvo, e constitui a sua matriz de dispersão. Polarimetria é a ciência que utiliza medidas da matriz de dispersão de polarização total para inferir propriedades físicas da superfície terrestre.

A matriz de dispersão de um alvo permite as seguintes tarefas:

- Calcular a resposta do alvo a qualquer combinação de polarizações incidente e recebida.
- Estudar as propriedades de dispersão de diferentes superfícies, e traçar gráficos tridimensionais para facilitar a interpretação do seu comportamento dispersivo, as assinaturas polarimétricas. Estes gráficos, para cada combinação de polarização transmitida e recebida, mostram a intensidade de energia espalhada como função da orientação e elipticidade.
- Otimizar a polarização, visando facilitar a detecção de determinado alvo, como por exemplo navios em imagens de oceano.

Radares polarimétricos também podem facilmente medir a fase relativa entre as radiações recebidas por estes quatro canais. Para um correto uso das informações de polarização, o radar deve ser cuidadosamente calibrado em ganho e fase.

2.2.3 Interferometria

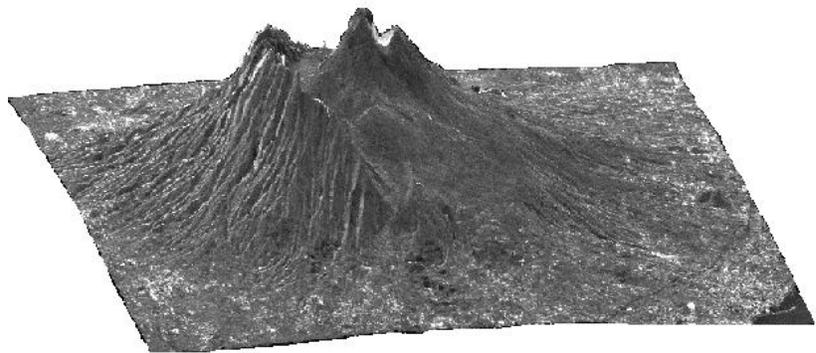
Um InSAR usa duas antenas separadas na dimensão de alcance por uma pequena distância, ambas gravando a energia refletida de cada célula de resolução. A fase recebida de um radar com apenas uma antena é completamente aleatória e não contém nenhuma informação útil, uma vez que o alcance até o centro de dispersão do *pixel* é muito maior que o comprimento de onda do radar. Mas quando são realizadas duas medições, a fase diferencial não é aleatória para os mesmos alvos em ambos os casos. Ela é uma medida precisa da diferença nos alcances das duas medidas para o centro de dispersão de cada *pixel*.

As duas antenas podem estar na mesma plataforma, como em SAR aerotransportados, ou os dados podem ser adquiridos de duas diferentes varreduras com a mesma antena, como tem sido feito tanto com radares aerotransportados quanto orbitais. Com a medida exata da diferença de

fase entre as duas gravações, pode-se calcular a diferença de comprimento no caminho percorrido pela energia refletida pelo alvo com uma precisão da ordem do comprimento de onda do sinal (centímetros para microondas). A posição da célula de resolução, incluindo sua elevação, pode ser determinada, tendo como referência a posição das antenas em relação à superfície da Terra. O interferograma da Fig. 2.5(a) mostra a diferença de fase entre células de resolução adjacentes. Os tons de cinza representam variações na altura. Estas informações podem ser usadas para produzir imagens tridimensionais do terreno, como mostrado na Fig. 2.5(b).



(a) Interferograma.



(b) Imagem tridimensional.

Figura 2.5: Imagens do vulcão Vesúvio obtidas com um InSAR [9].

Com a interferometria pode-se também medir movimentos graduais da superfície terrestre, como terremotos, deslocamento de geleiras, desmoronamentos e vulcões. Para isso apenas as obtenções de dados com sistemas aerotransportados e repetição de passagem são apropriadas, e o efeito da topografia deve ser removido.

2.3 Aplicações de SAR em Sensoriamento Remoto

Os sistemas SAR garantem informações confiáveis e permitem a operação independentemente das condições climáticas e de iluminação solar, visto que eles têm sua própria fonte de energia e utilizam sinais com maiores comprimentos de onda (microondas). Portanto, seu uso tem uma

maior importância em regiões como os trópicos, devido à presença de maior umidade, nuvens e chuva; e também nas regiões polares, devido a pouca iluminação solar.

As várias aplicações de sistemas SAR em sensoriamento remoto incluem:

- Agricultura: Classificação de culturas, avaliação de suas condições, estimativa de produção, mapeamento de características do solo, mapeamento de práticas de gerenciamento do solo.
- Florestal: Discriminação de cobertura florestal, mapeamento agro-florestal, mapeamento de desmatamentos, avaliação de áreas de regeneração, acompanhamento de queimadas, medidas de biomassa, inventário florestal e de espécies, proteção costeira e de bacias hidrográficas.
- Geologia: Mapeamento geológico e estrutural, exploração mineral e de hidrocarbonetos, mapeamento e monitoramento de sedimentos, mapeamento de desastres naturais (desmoronamentos, terremotos e vulcões), mapeamento planetário.
- Hidrologia: Mapeamento e monitoramento de regiões pantanosas, estimativa da umidade do solo, monitoramento e delineamento de massas de neve, monitoramento da dinâmica glacial, monitoramento do congelamento de rios e lagos, detecção e acompanhamento de *icebergs*, monitoramento e mapeamento de inundações, mapeamento de bacias hidrográficas, detecção de escoamento de canais de irrigação.
- Cobertura terrestre e uso da terra: Gerenciamento de recursos naturais, proteção de *habitats* de vida selvagem, detecção de expansões e invasões urbanas, planejamento logístico para atividades extrativistas, delineamento de desastres.
- Cartografia: Planimetria, confecção de modelo digital de elevação, mapeamento temático e topográfico.
- Oceanografia: Identificação de padrões oceânicos (correntes e padrões regionais de circulação), previsão de tempestades, avaliação da fauna marinha, monitoramento da qualidade e temperatura da água, monitoração de derramamentos de óleo, navegação, monitoramento de marés e regiões costeiras.

Nota-se que as aplicações são muitas, incluindo outras não listadas. Isso mostra a importância da tecnologia de sistemas SAR para o desenvolvimento econômico e social de um país, principalmente de um país de dimensões continentais como o Brasil.

Em sistemas SAR o ângulo de incidência e a faixa de frequências de microondas exercem um papel importante na definição de qual a aplicação mais adequada para determinado sensor. A frequência do SAR determina o tipo de informação a ser obtida. Um exemplo clássico é a obtenção de modelos digital de superfície (*Digital Surface Model - DSM*) e de terreno (*Digital Terrain Model - DTM*), este último também chamado de modelo digital de elevação (*Digital Elevation Model - DEM*). O primeiro é o mapeamento topográfico de uma área, incluindo estruturas como construções urbanas e vegetação. Já o segundo representa a topografia desnuda de uma região, onde a imagem é processada para remoção de coberturas e estruturas como construções urbanas e vegetação.

Em regiões de floresta, sinais na banda X são retroespalhados principalmente pelas copas das árvores, enquanto sinais na banda P penetram na vegetação e são refletidos pelo solo, trazendo informação sobre a superfície subjacente (Figs. 2.6(a) e (b)). Para geração do DTM geralmente a elevação do solo é requerida, portanto deve-se usar um SAR na banda P. Já para geração do DSM, um SAR na banda X seria mais adequado. Além disso, o uso de ambos permite a estimativa de parâmetros físicos adicionais, como biomassa e altura e densidade da cobertura vegetal [2].

A comparação de dados topográficos com o DTM gerado por SAR operante na banda P mostra que uma boa correlação é obtida apenas com a polarização HH [10]. Em regiões de floresta as demais polarizações na banda P são sensíveis à orientação vertical dos alvos, ou seja, aos troncos verticais das árvores.

As Figs. 2.6(c) e (d) mostram exemplos de imagens de uma mesma região de floresta obtidas com SAR nas bandas X e P.

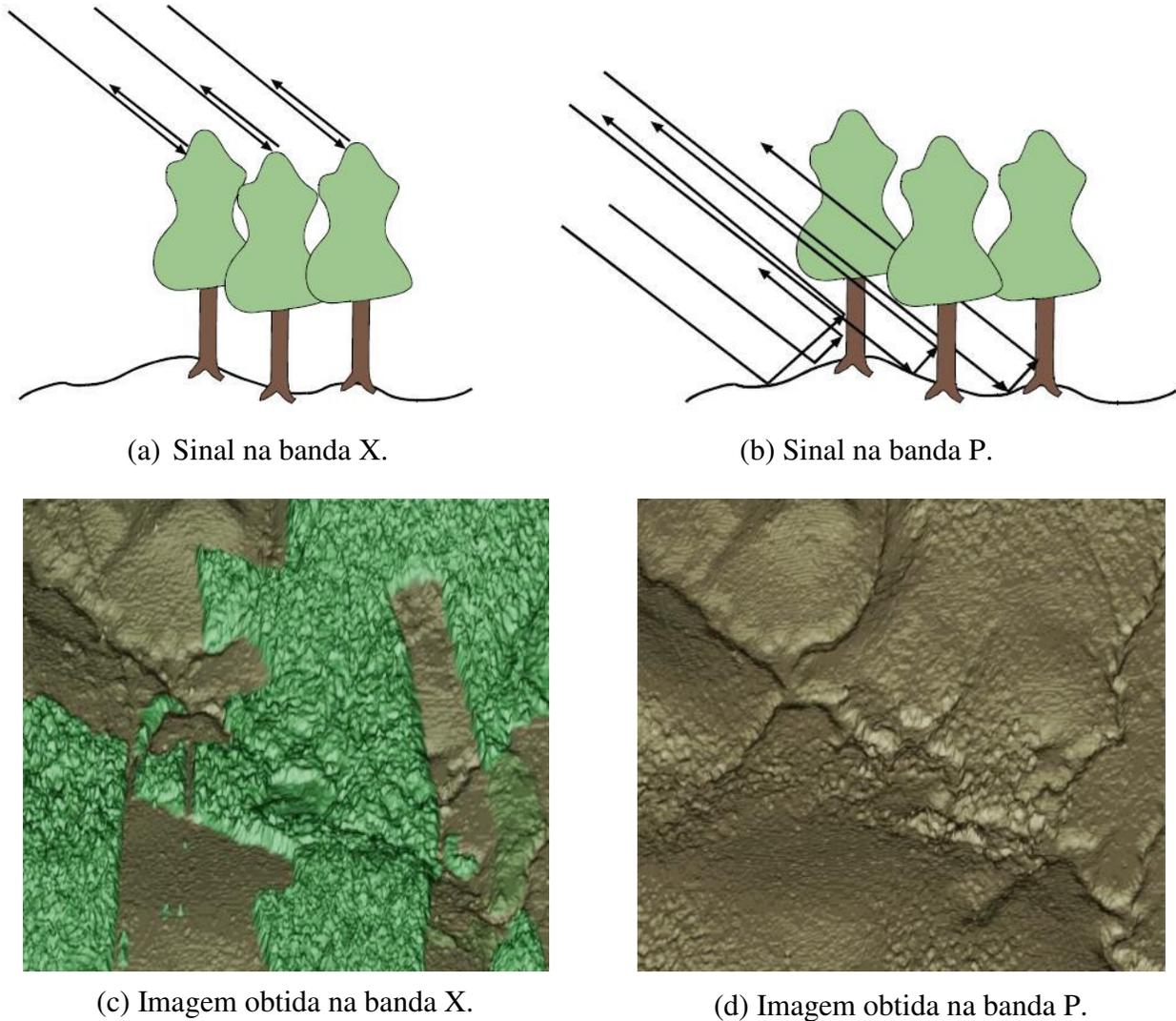


Figura 2.6: Penetração de sinais de microondas de diferentes frequências na vegetação. As setas pretas representam ondas eletromagnéticas incidentes e refletidas. As imagens são de uma mesma região, em Santarém – PA [11] (Cortesia da empresa Orbisat).

2.4 Sistemas SAR Orbitais e Aerotransportados

Sistemas SAR em plataformas orbitais e aerotransportadas apresentam diferentes vantagens, que podem favorecer o seu uso em aplicações específicas. Uma vantagem comum é que a resolução espacial é independente da altitude da plataforma em sistemas SAR. Por outro lado, a geometria de visada e a faixa de cobertura podem ser significativamente afetadas pela variação de altitude. A Tab. 2.2 mostra um quadro comparativo entre estes dois tipos de plataformas.

Tabela 2.2: Comparação entre plataformas aerotransportada e orbital para sistemas SAR.

Característica:	SAR Aerotransportado:	SAR Orbital:
Altitude	Baixa, até 20 km	Alta, acima de 175 km
Visada	Restrita, diversas faixas de varredura para grandes áreas	Ampla, poucas faixas de varredura para grandes áreas
Retorno	Frequente e flexível (minutos)	Fixo pela órbita do satélite (dias)
Cobertura Geográfica	Variável segundo as necessidades do usuário	Fixa pela órbita do satélite
Linha de Vôo	Variável segundo as necessidades do usuário	Fixa pela órbita do satélite
Acesso	Simple	Complexo
Custos Operacionais	Mais altos	Mais baixos
Custos de Projeto e Lançamento	Mais baixos	Mais altos
Processamento de sinal	Mais complexo (compensação de movimento)	Mais simples
Exemplos	SIVAM [12], E-SAR [13], EMISAR [14], C/X-SAR [15], AIRSAR [16], OrbiSAR [17] e [18]	SEASAT [19], JERS-1 [20], ALOS [21], ENVISAT [22], ERS [23], RADARSAT-2 [24]

2.5 Especificação de um Sistema SAR Aerotransportado Operante na Banda P

O Brasil é um país extenso e com grandes áreas de floresta, cada vez mais ameaçadas e comprimidas pelas fronteiras agrícolas. Para proteção e estabelecimento de uma exploração sustentável destas áreas, torna-se fundamental conhecê-las e estudá-las, o que necessariamente envolve atividades de cartografia e estudos da biomassa. Assim como visto anteriormente,

sistemas SAR operantes em faixas de frequência complementares, como as bandas X e P, representam uma ótima solução tecnológica para estas atividades.

A Orbisat da Amazônia SA é uma empresa brasileira de base tecnológica, que desenvolve e opera radares para fins de sensoriamento remoto. Seu radar OrbiSAR [18] usa sinais nas bandas X e P, como citado na seção 2.3. Uma esquematização da seqüência de processamento deste sistema pode ser vista na Fig. 2.7.

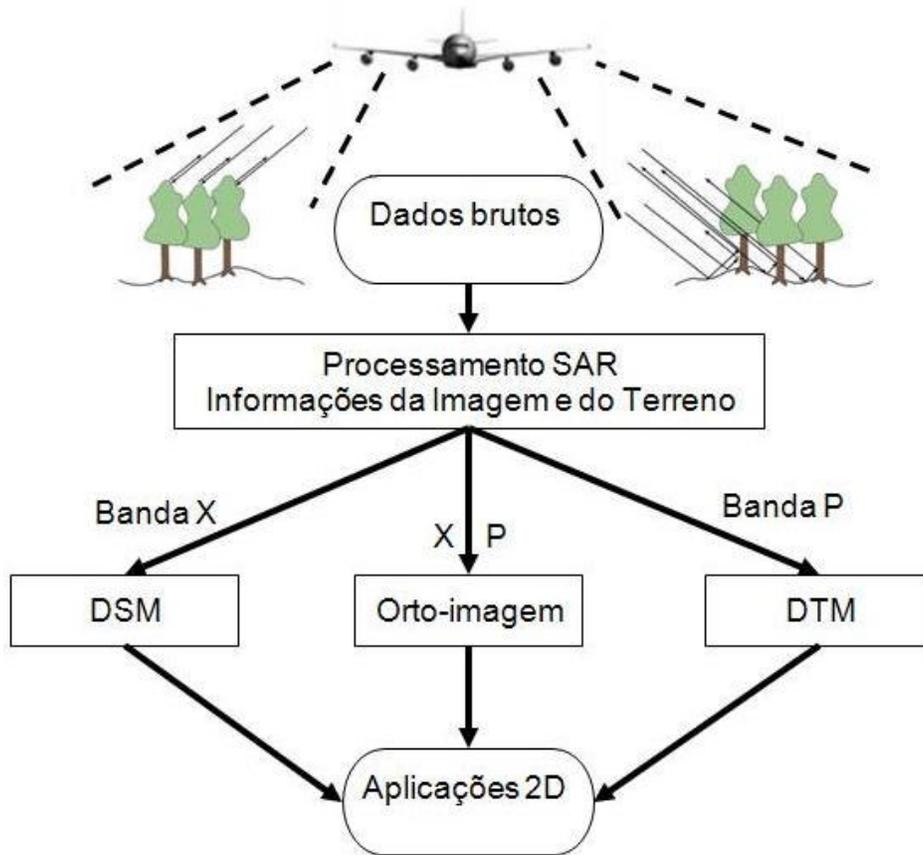


Figura 2.7: Esquemático da seqüência de processamento do OrbiSAR, operante nas bandas X e P [11].

O sistema OrbiSAR, no entanto, utiliza apenas uma antena do tipo log-periódica para sinais na banda P, radiando apenas para um lado da aeronave. Com aviões que voam a maiores altitudes a faixa imageada pelo SAR é razoavelmente larga, garantindo um bom rendimento na operação do radar. Mas, com aeronaves menores e que voam mais baixo, esta faixa fica mais estreita, já que a eficiência do radar é limitada pelo ângulo de visada.

Uma maneira de compensar isso pode ser usar simultaneamente duas antenas, uma de cada lado da aeronave. Mas para tanto as antenas devem atender a algumas restrições, sendo a principal delas radiar pouco na direção Nadir (diretamente abaixo da aeronave), de forma que exista pouco acoplamento mútuo entre as antenas. Dessa forma seria possível fazer a varredura de duas faixas simultaneamente da região a ser imageada, durante o mesmo voo. Com isso, se poderia obter uma redução considerável nos custos operacionais do SAR.

O principal objetivo deste trabalho é desenvolver uma antena de banda larga operante na banda P que satisfaça de forma eficaz este pré-requisito. A antena deve atender às especificações dadas na Tab. 2.3.

Tabela 2.3: Especificações para a antena de um sistema SAR aerotransportado operante na banda P.

Tipo de Especificação:	Parâmetro:	Valor:
Eletromagnética	Frequência central	400 MHz
	Largura de Banda (em perda de retorno e ganho)	25%
	Potência transmitida	4 kW pico
	Ganho	> 6 dB
	Polarização	HH
	Padrão de Radiação em Elevação	Rejeição ≥ 20 dB entre toda a faixa de 20° a 70° em relação à faixa -20° a -70°
Aerodinâmica e Mecânica	Resistência aerodinâmica	Baixa
	Resistência mecânica	Alta

A especificação sobre o padrão de radiação em elevação garante que a antena, colocada lateralmente à aeronave, ilumine muito pouco na direção Nadir.

Capítulo 3

Antenas do tipo Yagi

Neste capítulo serão apresentadas dois tipos de antenas Yagi: a clássica antena Yagi-Uda (YU) e a antena Quasi-Yagi (QY), uma derivação mais recente e impressa da primeira. Esta última tem sido muito utilizada em arranjos de antenas e sistemas de comunicação sem fio [5] [6] [25]. Cada uma terá seus principais aspectos teóricos e de projeto analisados por simulações numéricas e experimentos.

3.1 Antena Yagi-Uda

O projeto original e os princípios operacionais desta antena foram primeiramente descritos na década de 1920 em língua japonesa por S. Uda [26]. Em 1928 [27] H. Yagi descreveu a operação da antena em um artigo em inglês, que foi amplamente circulado e lido. Este artigo se tornou um clássico e foi republicado recentemente [28]. Atualmente a antena YU é a mais comum e conhecida antena de onda propagante, sendo largamente utilizada como antena receptora residencial de televisão. Soluções analíticas e otimizações do seu desempenho têm sido intensamente investigados na literatura [7] [29] [30] [31]. Mais recentemente versões impressas da antena YU têm sido desenvolvidas [30] [32].

3.1.1 Aspectos Teóricos

A antena YU é formada por vários dipolos lineares (Fig. 3.1) que funcionam como elementos de um arranjo. Apenas um deles é energizado diretamente através de uma linha de transmissão. Os demais agem como radiadores parasitas cujas correntes são induzidas por acoplamento mútuo. Esta antena é projetada exclusivamente para operar como um arranjo *end-fire* (com o feixe principal de radiação no plano dos dipolos e perpendicular a eles). Esta particularidade é conseguida fazendo com que os elementos parasitas na direção do feixe ajam

como diretores, enquanto os na direção oposta ajam como refletores. Yagi chamava o conjunto de diretores de “canal de onda”.

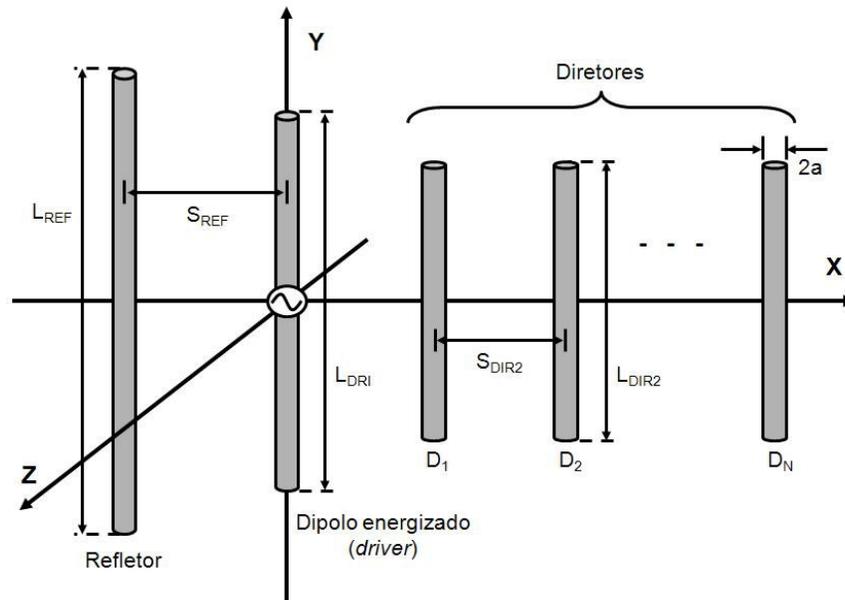


Figura 3.1: Configuração básica de uma antena Yagi-Uda.

A antena geralmente é utilizada na sua primeira frequência de ressonância. Para se obter a formação de um feixe de radiação *end-fire*, os diretores são um pouco menor em comprimento que o dipolo alimentado, ou *driver*. Ele é tipicamente ressonante com seu comprimento ligeiramente menor que $\lambda/2$ (geralmente $0,45\lambda$ a $0,49\lambda$), enquanto os diretores devem ter comprimentos entre $0,4\lambda$ e $0,45\lambda$. Mas estes não devem ter necessariamente o mesmo comprimento e/ou diâmetro. O espaçamento entre eles é tipicamente de $0,3\lambda$ a $0,4\lambda$; e não é necessariamente uniforme para projetos otimizados. Já o comprimento do refletor deve ser um pouco maior que o do *driver*. Além disso, a separação entre eles é ligeiramente menor que o espaçamento entre o *driver* e o primeiro diretor, sendo seu valor ótimo geralmente em torno de $0,25\lambda$.

Como o comprimento de cada diretor é menor que o comprimento ressonante do elemento alimentado, a impedância de cada um é capacitiva e sua corrente avança a força eletromotriz (FEM) induzida. Similarmente, as impedâncias dos refletores são indutivas e as fases das correntes atrasam a da FEM induzida [7] [33]. Portanto, dipolos apropriadamente espaçados com

comprimentos ligeiramente menores que o comprimento ressonante do *driver* (menores que $\lambda/2$) agem como diretores porque formam um arranjo com correntes aproximadamente iguais em amplitude e com diferenças progressivas de fase iguais, que reforçam o campo do *driver* na direção dos diretores. De modo análogo, um elemento apropriadamente espaçado com um comprimento de $\lambda/2$ ou um pouco maior age como um refletor. Na prática a maior parte da reflexão é feita pelo primeiro refletor, o mais próximo do *driver*. Por isso normalmente apenas um refletor é usado. Por outro lado, melhoras consideráveis de desempenho podem ser conseguidas com mais diretores. Uma antena YU, portanto, pode ser considerada como uma estrutura que mantém uma onda propagante, cujo desempenho é determinado pela distribuição de corrente em cada elemento e por sua velocidade de fase.

Uma antena YU geralmente tem baixa impedância de entrada e largura de banda em perda de retorno relativamente estreita (em torno de 2%) [7]. Melhor desempenho nestes parâmetros pode ser conseguido à custa da redução no desempenho dos outros (ganho, altura de lóbulos laterais, etc.). Um aumento na frequência de ressonância dos diretores através da diminuição do seu comprimento pode resultar em um alargamento da banda da antena em altas frequências. O mesmo princípio pode ser usado com o refletor, ou seja, diminuindo a sua frequência de ressonância pode-se alargar a banda da antena em baixas frequências. Novamente, isso é conseguido à custa da redução no desempenho de outros parâmetros. O tamanho e espaçamento do refletor têm efeitos desprezíveis sobre o ganho, mas grandes efeitos na razão frente-costas e na impedância de entrada. O comprimento e raio do *driver* exercem efeitos semelhantes. Já o tamanho e espaçamento dos diretores influenciam muito o ganho, razão frente-costas e impedância de entrada, sendo os elementos mais críticos da antena.

Antenas YU são muito comuns devido sua estrutura leve, fácil de ser construída, seu baixo custo e por fornecerem características elétricas e de radiação moderadas para várias aplicações.

3.1.2 Projeto de uma antena YU para a banda P

Baseado no procedimento de projeto reportado em [7] e [34], foram projetadas duas antenas YU, uma com 1 diretor e outra com 4 diretores, com a finalidade de atender as especificações para o sistema SAR da seção 2.5. O projeto foi executado com o auxílio do *software* comercial CST Microwave Studio [35]. Para formar os dipolos foram usados tubos de alumínio de qualidade aeronáutica [36], com o mesmo raio para todos os elementos. Inicialmente o

espaçamento entre diretores também foi fixado para ambas as antenas. Mas em seguida todos os parâmetros, exceto o raio dos elementos, foram otimizado para uma melhor perda de retorno e um maior ganho, ambos em 400 MHz. A Tab. 3.1 apresenta os parâmetros de projeto das duas antenas YU.

Tabela 3.1: Parâmetros de projeto das antenas YU projetadas para 400 MHz, em comprimento de onda.

Parâmetro	Antena de 1 diretor	Antena de 4 diretores
a	0,0085	0,0085
S_{REF}	0,2555	0,2023
L_{REF}	0,4785	0,4785
L_{DIR1}	0,4400	0,4460
L_{DIR1}	0,3880	0,3824
L_{DIR2}	-	0,3725
L_{DIR3}	-	0,3725
L_{DIR4}	-	0,3905
S_D	0,2407	0,2217

A haste de suporte dos elementos não foi considerada nas simulações. O efeito de uma haste de suporte metálica seria aumentar o comprimento ótimo dos elementos parasitas da antena, proporcionalmente ao diâmetro da haste [34]. Contudo uma estrutura não-condutora também poderia ser usada para suportar os elementos, o que provavelmente causaria um efeito muito menor sobre o desempenho da antena.

Um critério comumente adotado para definir a largura de banda em perda de retorno de uma antena é a faixa em frequência onde sua perda de retorno é menor que -10 dB ($S_{11} \leq -10$ dB). Nesse intervalo garante-se que pelo menos 90% da energia recebida pela alimentação da antena seja radiada.

Logo, a largura de banda em perda de retorno (BW) é dada por

$$BW = \frac{100(f_2 - f_1)}{f_0}, \quad (3.1)$$

onde f_1 e f_2 são respectivamente a frequência mínima e máxima da faixa onde $S_{11} \leq -10$ dB, e f_0 é a frequência central de operação da antena.

A Fig. 3.2(a) apresenta as curvas de perda de retorno simuladas para as antenas YU com 1 e 4 diretores. Em relação ao padrão de radiação, é esperado que a antena com 4 diretores tenha maior ganho e diretividade que a antena com 1 diretor. Esta característica pode ser verificada na Fig. 3.2(b), que apresenta os padrões de radiação de ambas as antenas em 400 MHz.

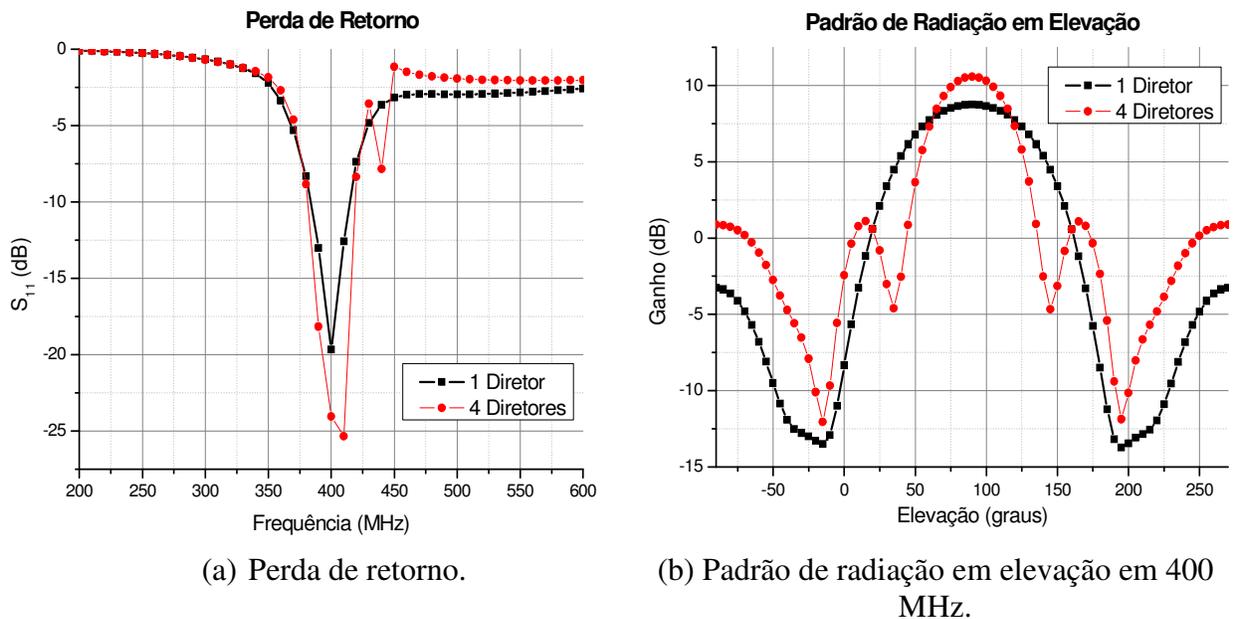


Figura 3.2: Simulação das antenas YU com 1 e 4 diretores projetadas para a banda B.

As larguras de banda em perda de retorno obtidas das antenas de 1 e 4 diretores foram de aproximadamente 8% e 10%, respectivamente. Tratam-se de valores maiores ou iguais aos comumente encontrados [7] [30] [37] [38], mas bem menores que a largura de banda necessária para o sistema SAR especificado na seção 2.5. Quanto ao padrão de radiação, os ganhos são maiores que o necessário, sendo 8,76 dB para a antena de 1 diretor e 10,58 dB para a de 4 diretores.

Das antenas simuladas, conclui-se que uma antena YU não é adequada para o sistema SAR, principalmente devido à estreita largura de banda.

3.2 Antena Quasi-Yagi

Antenas planares são aquelas que podem ser fabricadas em um único plano, sendo tipicamente alimentadas por linhas de microfita, microlinha co-planar (*Coplanar Stripline - CPS*) ou guia de onda co-planar (*Coplanar Waveguide - CPW*). Elas apresentam várias vantagens sobre estruturas não-planares, dentre as quais:

- Menor tamanho, peso e conseqüentemente custo.
- Facilidade de conformação a diferentes contornos e formas.
- Facilidade de montagem e construção de arranjos.

A antena QY é uma antena planar que se baseia nos conceitos bem conhecidos da antena YU, mas de uma forma que contorna as limitações dessa estrutura clássica. Ela foi por acaso descoberta em 1997, na tentativa de substituir uma antena de fenda estreitada por um dipolo impresso [5] [6] [39]. Uma transição banda larga microfita-para-CPS [40] foi usada para excitar o dipolo. Descobriu-se também que o refletor podia ser substituído pelo plano de terra truncado da antena. A antena resultante foi então chamada de Quasi-Yagi, devido suas semelhanças com a clássica antena YU. No primeiro relato sobre essa nova estrutura foram apresentados uma largura de banda em perda de retorno de 11% e um ganho de 7 dB [5]. Atualmente a antena QY é muito usada em arranjos para diversas aplicações, geralmente operando em frequências acima de 1 GHz [6] [41] [42] [43] [44]. Além disso várias modificações têm sido sugeridas para melhor desempenho [25] [45] [46] [47].

3.2.1 Conceito Quasi-Yagi

Uma antena QY tem a mesma estrutura básica de uma antena YU: um arranjo de dipolos com um *driver*, diretores e refletores. Somente o *driver* é alimentado, enquanto os demais são elementos parasitas excitados por acoplamento mútuo. Ele gera uma onda de superfície TE_0 com mínimo conteúdo TM_0 . O funcionamento da antena QY, portanto, baseia-se na propagação de ondas de superfície no substrato, o que geralmente é um problema em outras antenas planares. A grande diferença da antena QY em relação à YU é que o refletor é substituído pelo plano de terra truncado, sob o substrato. Ele atua como um refletor ideal para o modo TE_0 . As ondas de

superfície TE_0 também servem para acoplar fortemente os dipolos parasitas da antena, já que eles compartilham as mesmas polarizações de campo.

O comprimento do *driver* é o principal responsável por centrar a largura de banda da antena em uma frequência desejada. Ele é alimentado através de um *balun* impresso [40], dispositivo que tem a função de fazer a conversão de uma linha de transmissão desbalanceada para uma balanceada, no caso microfita para CPS. Este *balun* especificamente apresenta uma grande largura de banda, o que é um dos principais fatores que garantem a banda larga da antena QY [48]. As saídas do *balun* ao *driver* são conectadas por uma CPS. Os diretores e o plano de terra truncado têm as funções de direcionar o padrão de radiação na direção *end-fire* e refinar o casamento de impedância da antena, os primeiros em altas frequências e o segundo em baixas frequências [25]. A Fig. 3.3 mostra uma antena QY com seus principais componentes.

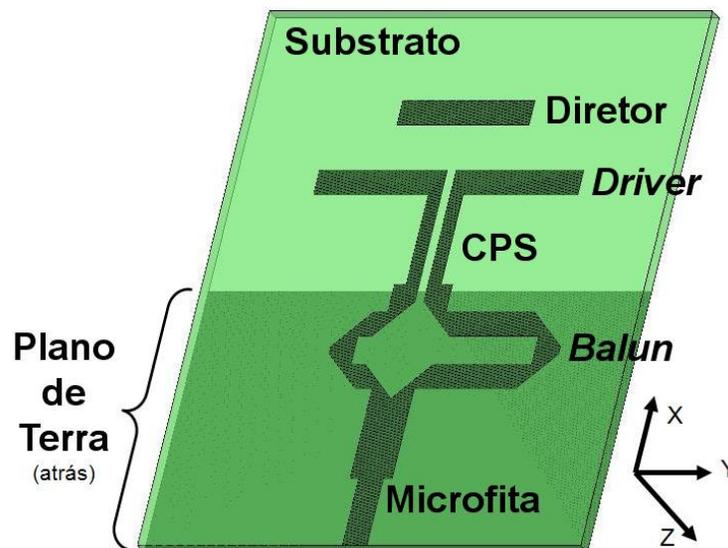


Figura 3.3: Antena QY e seus principais componentes.

3.2.2 Linhas de transmissão impressas

Atualmente, linhas de microfita são talvez a forma mais usada de linhas de transmissão de microondas impressas devido à sua construção simples. Outros tipos incluem microlinhas (*striplines*), CPWs, CPSs e *slotlines*. Circuitos de microfita são empregados na grande maioria dos modernos circuitos de microondas devido à sua simplicidade, alta reprodutibilidade,

facilidade de fabricação, pequenas dimensões e adequação para serem incorporados a dispositivos ativos.

Uma típica linha de microfita é formada por um condutor sobre uma camada dielétrica (ou substrato) com um plano de terra abaixo e ar acima, como mostrado na Fig. 3.4(a). O condutor superior é basicamente uma fita metálica e o plano de terra é geralmente um plano metálico contínuo. Eles formam um sistema de linha de transmissão de dois condutores: as correntes passando pela fita condutora retornam à fonte pelo plano de terra, completando o circuito. Como as camadas de dielétrico acima (ar) e abaixo da fita (substrato) são diferentes, a linha de microfita não é uma estrutura homogênea, ou seja, é uma linha de transmissão desbalanceada.

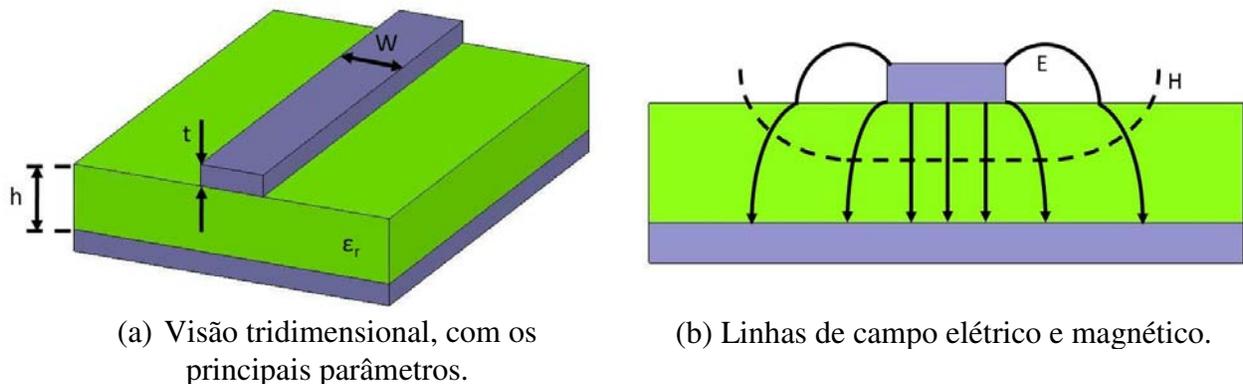


Figura 3.4: Uma típica linha de microfita.

A Fig. 3.4(a) apresenta os principais parâmetros de uma linha de microfita:

- W é a largura da linha.
- h é a espessura do substrato.
- t é a espessura da metalização (linha e terra).
- ϵ_r é a constante dielétrica do substrato.

Numa linha de microfita a onda é guiada na direção longitudinal da estrutura e os campos associados existem no substrato e no ar, como mostrado na Fig. 3.4(b). Como a estrutura não é homogênea, ela não pode suportar modos de propagação TEM (Transversal Eletromagnético) puros, que normalmente ocorrem em linhas de transmissão. Nestes modos os campos elétrico e magnético são ortogonais entre si e com a direção de propagação. Para a maioria das linhas de microfita, no entanto, a distribuição de campo é muito próxima da de uma onda TEM, ou seja,

geralmente há componentes de campo longitudinais desprezíveis. Por isso, esse seu modo fundamental de propagação é chamado quase-TEM [49].

As dimensões de uma linha de microfita podem ser determinadas através de equações de projeto aproximadas [50]. Estas equações permitem o cálculo da impedância característica e da constante dielétrica efetiva (ϵ_{re}), levando em conta o efeito da espessura de metalização:

$$Z_{0m} = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left\{ \frac{8h}{W_e} + 0,25 \frac{W_e}{h} \right\} \quad \left(\frac{W}{h} \leq 1 \right) \quad (3.2)$$

$$Z_{0m} = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left\{ \frac{W_e}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W_e}{h} + 1,444 \right) \right\}^{-1} \quad \left(\frac{W}{h} \geq 1 \right) \quad (3.3)$$

$$\frac{W_e}{h} = \frac{W}{h} + \frac{1,25t}{\pi h} \left[1 + \ln \left(\frac{4\pi W}{t} \right) \right] \quad \left(\frac{W}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \right) \quad (3.4a)$$

$$\frac{W_e}{h} = \frac{W}{h} + \frac{1,25t}{\pi h} \left[1 + \ln \left(\frac{2h}{t} \right) \right] \quad \left(\frac{W}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \right) \quad (3.4b)$$

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F \left(\frac{W}{h} \right) - C \quad (3.5)$$

$$C = \frac{(\epsilon_r - 1)t}{4,6h\sqrt{W/h}} \quad (3.6)$$

$$F \left(\frac{W}{h} \right) = \begin{cases} \left(1 + 12h/W \right)^{-1/2} + 0,04 \left(1 - W/h \right)^2 & \left(\frac{W}{h} \leq 1 \right) \\ \left(1 + 12h/W \right)^{-1/2} & \left(\frac{W}{h} \geq 1 \right) \end{cases} \quad (3.7)$$

onde Z_{0m} é a impedância característica da linha de microfita e W_e é a sua largura efetiva.

O termo linha co-planar refere-se às linhas de transmissão onde todos os condutores estão no mesmo plano, ou seja, na superfície superior do dielétrico. Estas incluem *slotlines*, CPWs e CPSs. Algumas das vantagens destes dois últimos incluem: facilidade de uso de elementos de circuito concentrados em paralelo ou em série, não há necessidade de furos através do substrato

para se alcançar o terra e maior flexibilidade no uso de meios de transmissão misto. Por outro lado, também há desvantagens, como modos parasitas, baixa capacidade de potência e de confinamento dos campos. CPSs são muito usadas em moduladores de óptica integrada, controle óptico de atenuadores e moduladores de microondas.

A configuração de uma CPS é dada na Fig. 3.5(a), consistindo de duas tiras metálicas, geralmente de mesma largura W , sobre um substrato dielétrico. Quando as tiras têm a mesma largura a linha de transmissão resultante é balanceada. O espaço entre as tiras é denotado por S . A configuração de campos elétrico e magnético é mostrada na Fig. 3.5(b).

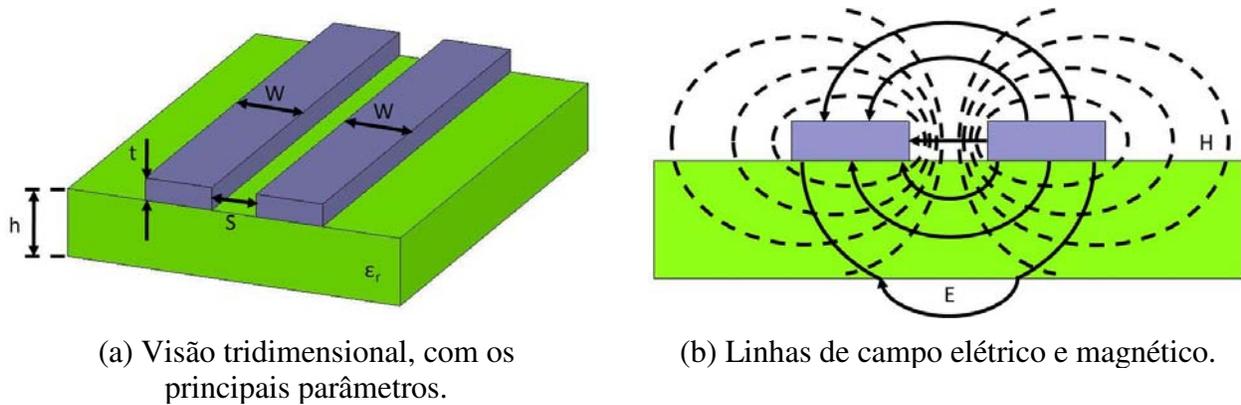


Figura 3.5: Uma típica CPS.

As equações de projeto aproximadas para impedância característica (Z_{0cs}) e constante dielétrica efetiva (ϵ_{re}) de uma CPS também são conhecidas [50] e são reproduzidas abaixo. O efeito da espessura de metalização, no entanto, só é levado em conta para substratos com $\epsilon_r \geq 9$, o que não inclui os materiais usados neste trabalho.

$$Z_{0cs} = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \frac{K(k_1)}{K'(k_1)} \quad (3.8)$$

$$\epsilon_{re} = 1 + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{K(k_2)}{K'(k_2)} \frac{K'(k_1)}{K(k_1)} \quad (3.9)$$

$$\frac{K(k_i)}{K'(k_i)} = \frac{\pi}{\ln \left[2(1 + \sqrt{k_i'}) / (1 - \sqrt{k_i'}) \right]} \quad (0 \leq k \leq 0,707) \quad (3.10a)$$

$$\frac{K(k_i)}{K'(k_i)} = \frac{1}{\pi} \ln \left[2(1 + \sqrt{k_i}) / (1 - \sqrt{k_i}) \right] \quad (0,707 \leq k \leq 1) \quad (3.10b)$$

$$k_1 = \frac{a}{b} = \frac{S}{S + 2W} \quad (3.11)$$

$$k_2 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi a}{2h}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi b}{2h}\right)} \quad (3.12)$$

$$k_i' = \sqrt{1 - k_i^2} \quad (3.13)$$

3.2.3 Projeto de uma antena QY para a banda P

Uma antena QY foi projetada na tentativa de atender as especificações do sistema SAR da seção 2.5. A fibra de vidro foi escolhida como substrato, com $\epsilon_r = 4,8$ e espessura de 15 mm, principalmente devido a sua fácil aquisição e baixo custo. As equações 3.2 a 3.13 foram usadas para se obter as larguras iniciais dos trechos de microfita e de CPS, todas projetadas para uma impedância característica de 50 Ω .

O comprimento de onda no espaço livre para $f_0 = 400$ MHz é de $\lambda_0 = 750$ mm. Para calcular o comprimento de onda guiado no substrato pode-se usar a Eq. 3.14:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (3.14)$$

onde ϵ_{re} é dado pela Eq. 3.5. Neste caso, portanto, tem-se $\lambda_g = 396,09$ mm.

Os principais parâmetros de projeto da antena QY geralmente assumem valores em termos de λ_g [25] [51] [52]. Normalmente o comprimento ressoante do dipolo tem o valor convencional de λ_g ou $\lambda_g/2$. Já para o diretor, foi adotado metade do comprimento do *driver*. Para casar a linha de alimentação da antena de 50 Ω com as duas linhas formadoras do *balun*, que em paralelo

resultam numa impedância de 25Ω , é preciso um transformador de $\lambda/4$. Trata-se de um trecho de linha de transmissão com comprimento de $\lambda_g/4$, com uma impedância intermediária entre as impedâncias das linhas a serem casadas. O valor desta impedância é dado por:

$$Z_{\lambda/4} = \sqrt{Z_1 Z_2} \quad (3.15)$$

onde Z_1 é a impedância de entrada e Z_2 é a impedância de saída do transformador. Logo, neste caso a impedância característica do transformador será de $35,35 \Omega$. Novamente a largura de linha correspondente é obtida com a Eq. 3.4.

Para a formação de um dipolo com duas linhas de microfita, que constitui o *driver*, é necessário uma defasagem de 180° . Com isso, se obtém um acoplamento de modo ímpar na CPS. Este efeito é alcançado através do *balun*: o comprimento do seu lado maior deve ser tal que garanta este defasamento de 180° entre as linhas.

Os espaçamentos entre o *driver* e o plano de terra, e entre o *driver* e o diretor foram inicialmente de $\lambda_g/4$ e $\lambda_g/8$. Foi usada uma distância também de $\lambda_g/4$ entre as extremidades das trilhas e do substrato.

Após a primeira simulação da antena no *software* CST Microwave Studio [35], vários de seus parâmetros foram otimizados, visando principalmente obter uma largura de banda que englobe a faixa 350 a 450 MHz. É interessante notar que foi conseguido um resultado melhor, principalmente em relação à largura de banda em perda de retorno (analisada em seguida), com um *driver* de comprimento intermediário entre λ_g ou $\lambda_g/2$, como também relatado em [52].

A Fig. 3.6 mostra os parâmetros de projeto da antena QY otimizada e a Tab. 3.2 apresenta seus valores. Todos os chanfros são a 45° . A espessura de cobre utilizado para as trilhas e para o terra foi de $17,5 \mu\text{m}$.

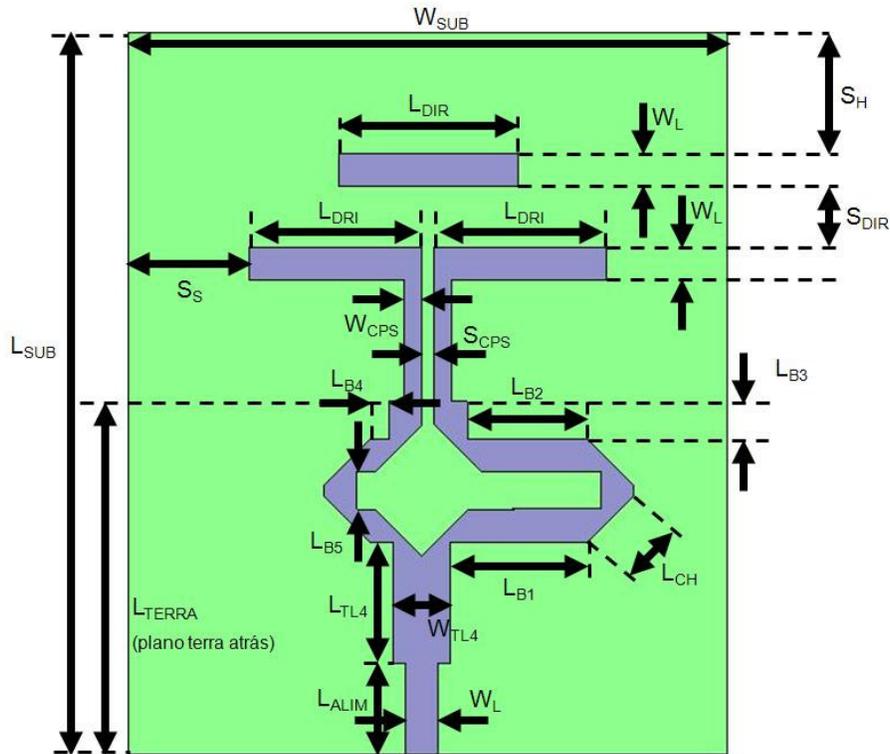


Figura 3.6: Parâmetros de projeto da antena QY otimizada para a banda P.

Tabela 3.2: Valores dos parâmetros de projeto da antena QY otimizada para a banda P.

Parâmetro	Valor (mm)	Parâmetro	Valor (mm)
W_{SUB}	490,112	L_{DIR}	146,034
L_{SUB}	589,815	L_{DRI}	141,034
L_{TERRA}	288,277	L_{ALIM}	74,267
S_S	99,022	L_{CH}	53,982
S_H	99,022	L_{TL4}	99,022
S_{CPS}	10	L_{B1}	112,02
S_{DIR}	49,511	L_{B2}	98,23
W_L	26,991	L_{B3}	30,361
W_{CPS}	14,251	L_{B4}	15,323
W_{TL4}	46,401	L_{B5}	30,645

3.2.4 Características da antena

Para validar os resultados de simulação, foi construído um protótipo da antena QY otimizada. A Fig. 3.7 apresenta este protótipo construído.

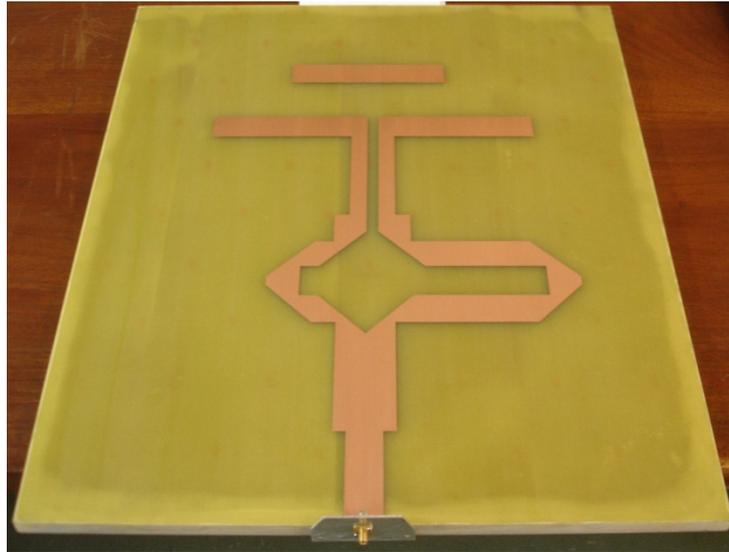


Figura 3.7: Protótipo construído da antena QY otimizada operante na banda P.

A Fig. 3.8 contém as curvas de perda de retorno obtidas via simulação e medidas, além das curvas de impedância resultantes de simulação. As medidas foram feitas utilizando o analisador vetorial de redes Hewlett Packard 8702B, no Laboratório de Pesquisas em Comunicações Ópticas e em Microondas (LAPCOM) do Departamento de Microondas e Óptica (DMO), da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação (FEEC) da UNICAMP. Nota-se que a banda em perda de retorno medida é mais larga e levemente deslocada para altas frequências. Além disso, há um descasamento maior na banda, mas que não compromete a antena, já que os valores de S_{11} permanecem abaixo de -11,5 dB. O conector instalado na antena pode ser responsável por essas diferenças. A antena simulada usou uma alimentação ideal.

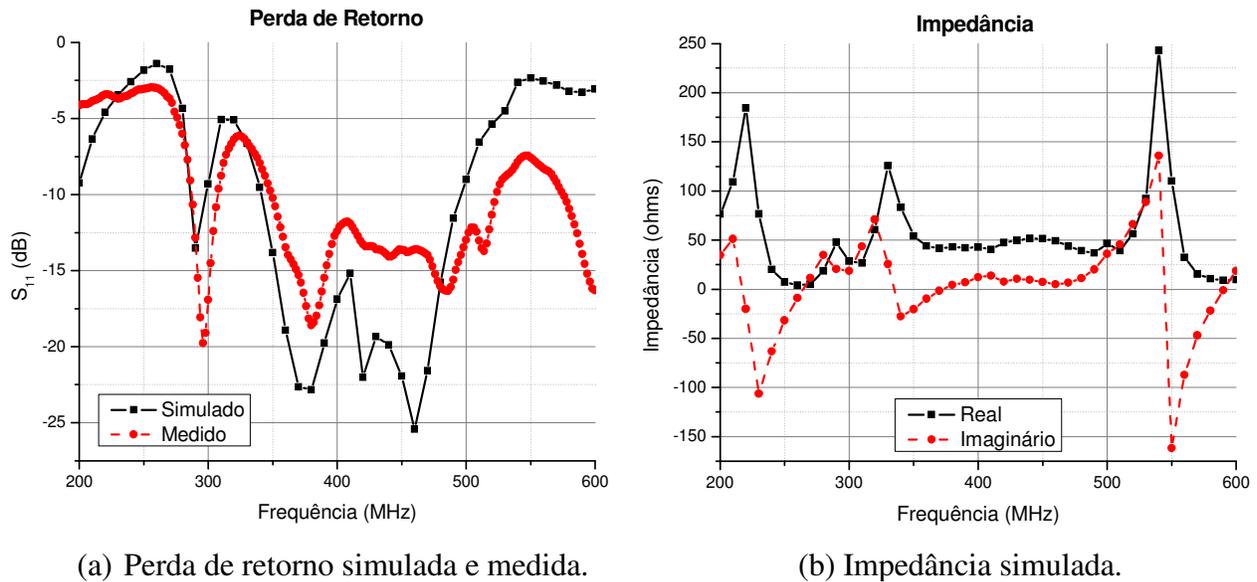


Figura 3.8: Resultados da antena QY otimizada operante na banda P.

A Fig. 3.9 mostra o padrão de radiação obtido com a antena QY simulada, em polarizações paralela (co-polarização) e cruzada, nas frequências limites e central (350, 400 e 450 MHz) da faixa de interesse para o sistema SAR especificado na seção 2.5. Nota-se claramente que a antena é linearmente polarizada, com a predominância do campo elétrico paralelo ao *driver* e o campo magnético perpendicular a ele. Fica claro também o bem definido padrão de radiação *end-fire* da antena, em ambos os planos de Elevação e Azimute. A Fig. 3.9(d) também mostra o padrão de radiação tridimensional de ganho total em 400 MHz.

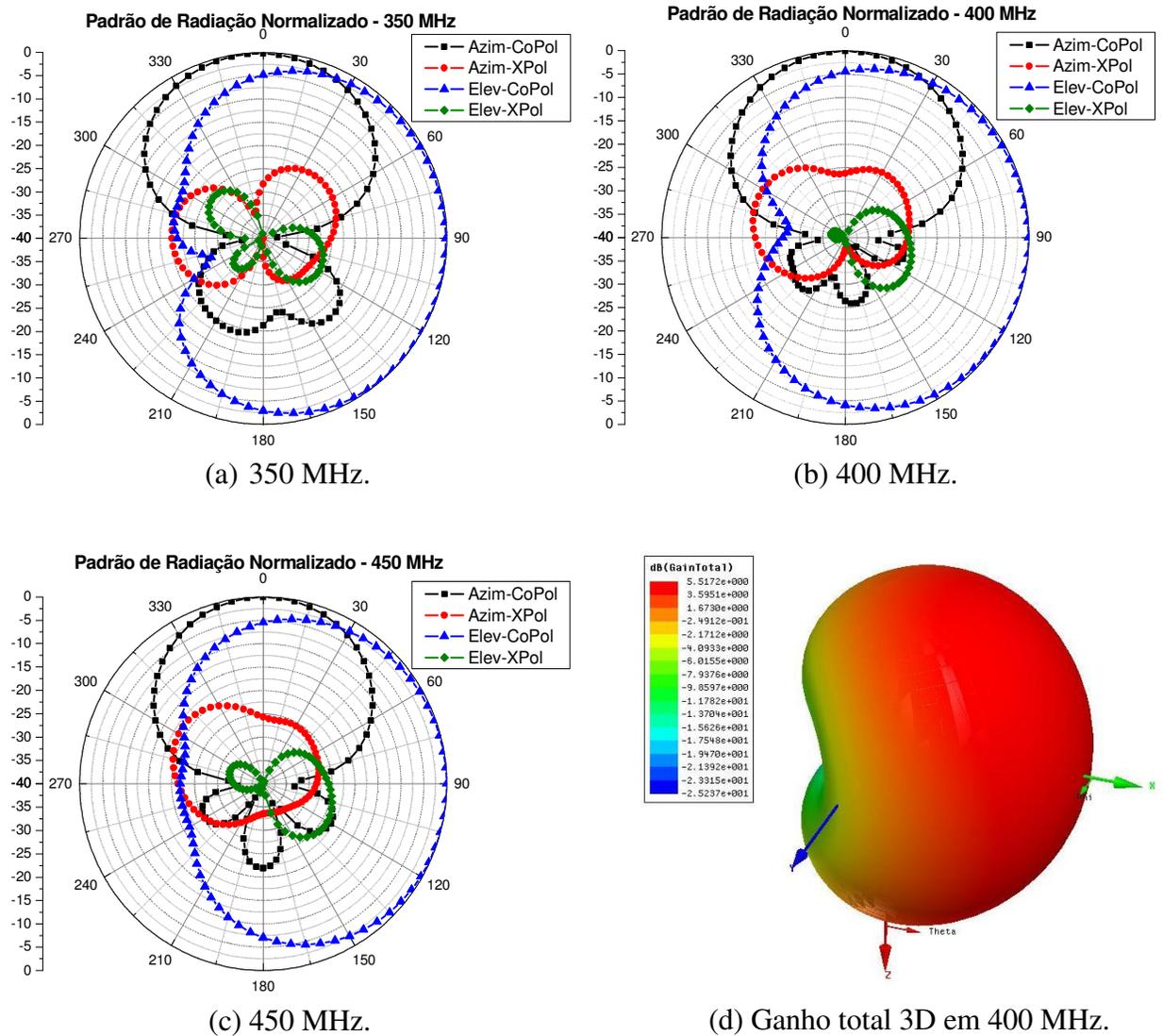


Figura 3.9: Padrão de radiação simulado da antena QY otimizada.

Para medir o padrão de radiação foi utilizado o enlace de microondas do LAPCOM. A Fig. 3.10 apresenta a configuração utilizada, além do próprio enlace. Percebe-se que não se trata de uma situação ideal, pois há vários obstáculos no ambiente, tais como árvores, carros e prédios, que podem causar múltiplas reflexões na radiação e ocasionar erros de medida. O ambiente visto pela antena em um sistema SAR aerotransportado é muito mais aberto e livre de obstáculos.

Uma antena transmissora do tipo log-periódica de dupla polarização, com faixa de operação de 350 a 450 MHz e ganho de 7 dBi, foi colocada no terraço do bloco E da FEEC, como visto na Fig. 3.10(a). Ela é ligada ao LAPCOM através de cabos coaxiais de baixa atenuação. A antena QY em teste é usada como receptora, e foi posicionada sobre o eixo de um servomecanismo no alto de uma torre, conforme a Fig. 3.10(c). Apesar dos vários obstáculos presentes no ambiente do enlace, garante-se uma linha de visada direta entre as antenas. O servomecanismo faz então a antena QY girar 360°, de 2 em 2 graus. A antena foi colocada em posições perpendiculares para as medições do padrão de radiação em elevação e em azimute.

O controle desse procedimento de medida é feito dentro do LAPCOM, através de um programa feito em *Labview*. A Fig. 3.10(b) mostra os equipamentos utilizados pelo enlace dentro do laboratório, incluindo gerador, amplificador, cabos e analisador de espectro.

Os padrões de radiação em co-polarização normalizados simulado e medido, obtidos nas frequências limites e central (350, 400 e 450 MHz) da faixa de interesse para o sistema SAR especificado na seção 2.5, são mostrados na Fig. 3.11. De um modo geral o padrão medido é menos diretivo e apresenta lóbulos laterais mais altos, principalmente em azimute. Uma possível justificativa para esse resultado seria a influência do suporte montado no servomecanismo para fixar a antena. O eixo de rotação também não coincidiu com os eixos centrais da antena, o que também pode ter degradado o padrão medido. Além disso, o próprio enlace pode ser prejudicial gerando muitas reflexões no sinal, devido a presença de prédios, árvores e até um container metálico nas proximidades, como mostrado na Fig. 3.12. Uma medida precisa dos padrões de radiação poderia ser obtida em uma câmara anecóica, imune destas interferências eletromagnéticas.



(a) Antena transmissora no terraço do bloco E da FEEC.



(b) Equipamentos utilizados dentro do laboratório.



(c) Antena QY em teste no alto da torre de recepção.

Figura 3.10: Enlace de microondas do LAPCOM utilizados para as medidas de padrão de radiação.

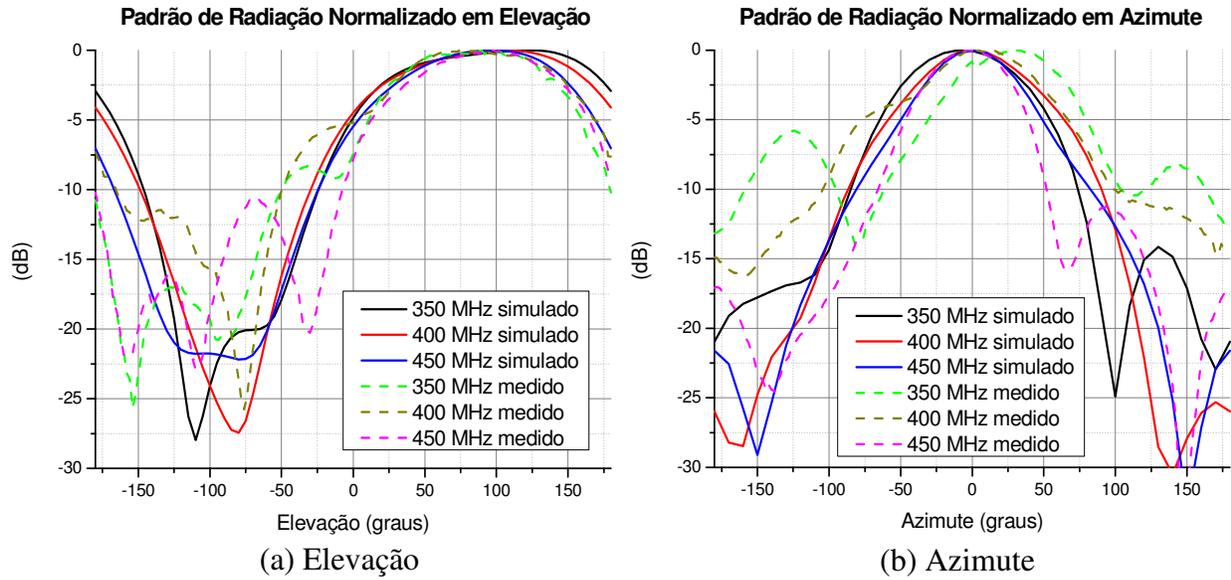


Figura 3.11: Padrão de radiação em co-polarização normalizado simulado e medido da antena QY otimizada.



Figura 3.12: Vista da antena transmissora a partir da posição da antena receptora no enlace de microondas do LAPCOM.

A curva de ganho simulado em função da frequência para antena QY otimizada é dada na Fig. 3.13. Nota-se uma variação de mais de 1 dB ao longo da faixa 350 a 450 MHz. Assim como esperado, maiores ganhos ocorrem em maiores frequências. O ganho simulado em 400 MHz foi de aproximadamente 5,5 dB.

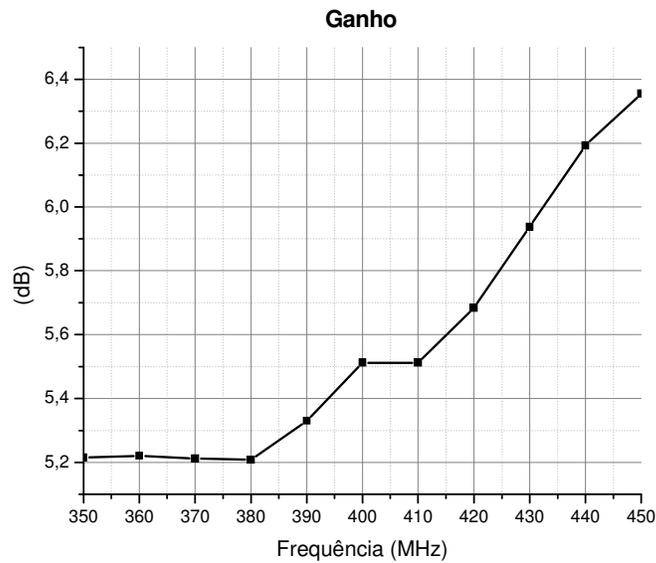


Figura 3.13: Ganho simulado da antena QY otimizada em função da frequência.

Concluindo, provavelmente a maior vantagem da antena QY seja o grande aumento na largura de banda em relação às outras antenas planares e à própria antena YU. Além disso, ela mantém boas características de radiação em toda a sua banda operante. Isso confirma o fato de que uma antena QY combina as melhores características de antenas planares tradicionais, sem comprometer nenhum outro parâmetro importante [6].

Apesar de o padrão de radiação da antena QY projetada não satisfazer totalmente as especificações da seção 2.5, a grande largura de banda apresentada por ela torna-a um elemento interessante para o projeto. Ajustes no padrão de radiação possivelmente podem ser obtidos com mais diretores ou até mesmo através de arranjos. Além disso, a interação da antena com a fuselagem de uma aeronave também deve ser analisada.

Capítulo 4

Desenvolvimento de novas antenas Yagi

Este capítulo visa o desenvolvimento de novas antenas Yagi baseadas na antena QY operante na banda P proposta no capítulo 3. O objetivo destas novas antenas é atender às especificações do sistema SAR proposto na seção 2.5. Inicialmente a interação da antena QY com a fuselagem de uma aeronave será estudada. Em seguida um conjunto de modificações será proposto e analisado, incluindo dobras, cortes e a adição de diretores, o que resultará em uma antena menos protuberante para fora da aeronave.

4.1 Interação da antena com a fuselagem da aeronave

A fuselagem de uma aeronave, por ser um grande objeto metálico, exerce um efeito significativo sobre a radiação de uma antena a ela fixada. No caso de uma antena relativamente pequena e externa à aeronave, a fuselagem provavelmente age como um grande plano refletor para a radiação. Portanto esta característica deve ser criteriosamente considerada no projeto da antena para um sistema SAR.

Para analisar os efeitos da fuselagem de uma aeronave sobre a antena QY projetada, desenhamos um corte aproximado de uma fuselagem do avião modelo Seneca [53] no *software* de simulação CST Microwave Studio [35]. O modelo representa a região traseira e sob a asa do avião, onde seria um bom lugar para o posicionamento de uma antena de um sistema SAR. Este avião é o bimotor a pistão mais vendido no mundo, que pode facilmente ser usado para sensoriamento remoto aerotransportado. A antena QY foi então colocada adjacente a este modelo de fuselagem para simulação, a uma distância de 90 cm da face inferior, como se estivesse posicionada externamente à aeronave. Devido a dificuldades de montagem mecânica, não foram feitas medidas do conjunto protótipo da antena QY e modelo físico de fuselagem. Apenas uma análise via simulações foi realizada. O conjunto antena e fuselagem pode ser visto na Fig. 4.1.

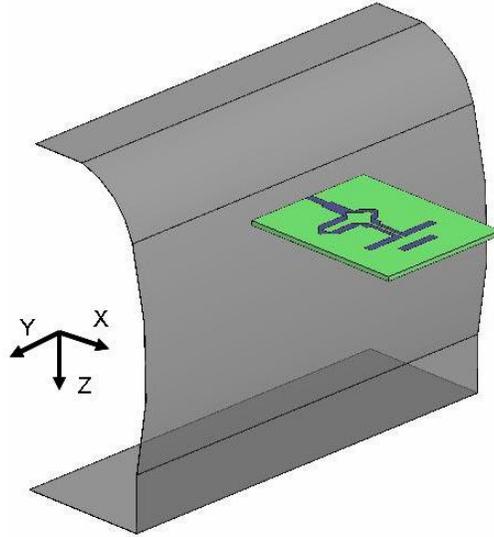


Figura 4.1: Antena QY posicionada no modelo de um corte da fuselagem do avião Seneca. Modelo utilizado nas simulações.

A Fig. 4.2 apresenta as curvas de perda de retorno e impedância obtidas para a antena QY com fuselagem. Comparando seus resultados com os da antena QY sem fuselagem (Fig. 3.8), nota-se que a banda em perda de retorno permanece praticamente a mesma. Apesar disso, o nível médio do S_{11} na banda passa de -20 dB para -15 dB. As curvas de impedância apresentam diferenças desprezíveis.

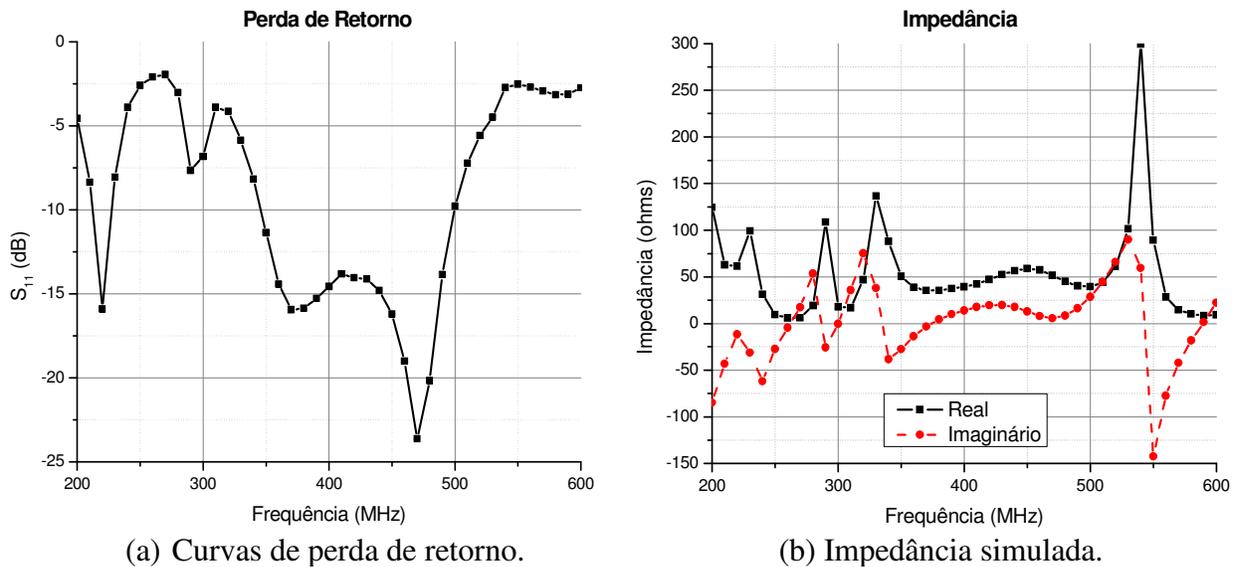


Figura 4.2: Resultados simulados do conjunto antena QY e fuselagem.

A Fig. 4.3 mostra o padrão de radiação obtido com simulação do conjunto antena QY e fuselagem, nas frequências 350, 400 e 450 MHz. A polarização permanece a mesma e o padrão *end-fire* de radiação é mantido.

A Fig. 4.4 mostra as curvas de rejeição entre as faixas 20° a 70° e -20° a -70° no padrão de radiação em elevação, para 5 frequências entre 350 e 450 MHz. Os pontos nas curvas são obtidos através da seguinte expressão:

$$R(\theta) = G_\theta - G_{-\theta}, \tag{4.1}$$

onde G_θ é o valor de ganho na posição θ em elevação.

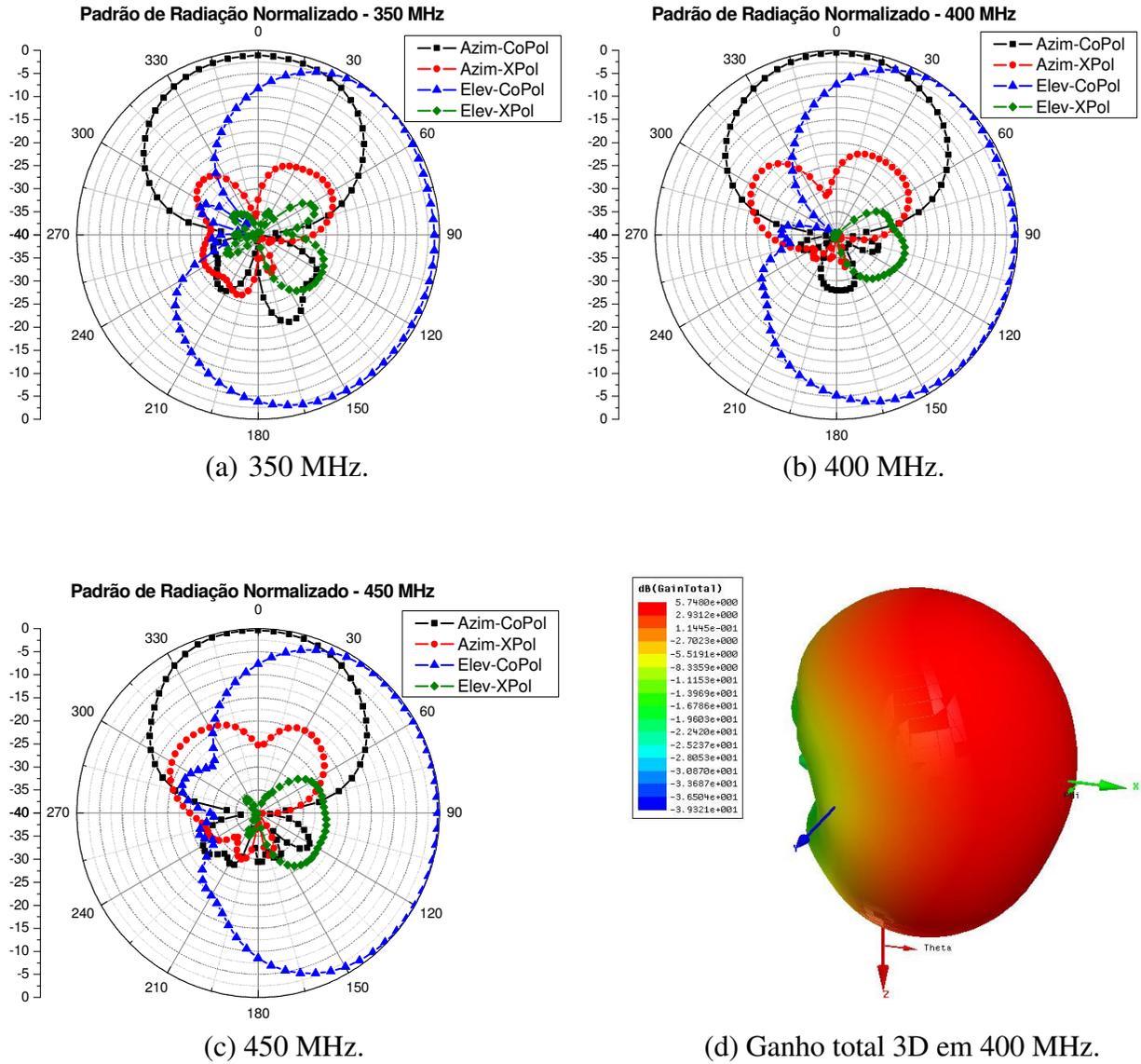


Figura 4.3: Padrão de radiação simulado do conjunto antena QY e fuselagem.

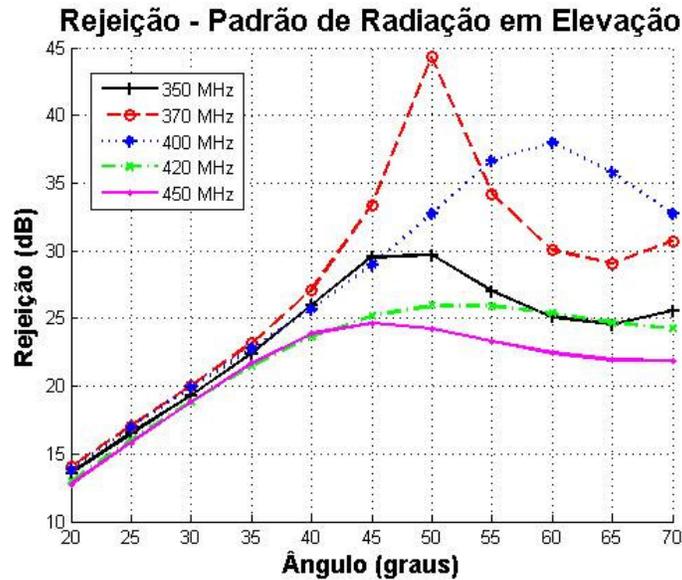


Figura 4.4: Curvas de rejeição simuladas entre as faixas 20° a 70° e -20° a -70° no padrão de radiação em elevação da antena QY com fuselagem.

A rejeição é maior que 20 dB apenas para ângulos maiores que 30°. Isso representa pontos mais distantes da aeronave. Uma maior rejeição a 20° de Nadir ainda deve ser alcançada para atender as especificações da seção 2.5.

A Fig. 4.5 apresenta o padrão de radiação em 400 MHz em coordenadas cartesianas da antena QY com e sem fuselagem, para uma melhor comparação. Nota-se um claro efeito da fuselagem de diminuir a radiação principalmente entre -90° e 0°, além de aumentar o ganho entre 20° e 50°. Ela age como um plano refletor, causando uma assimetria na radiação da antena. Esse comportamento é interessante para o padrão de radiação buscado.

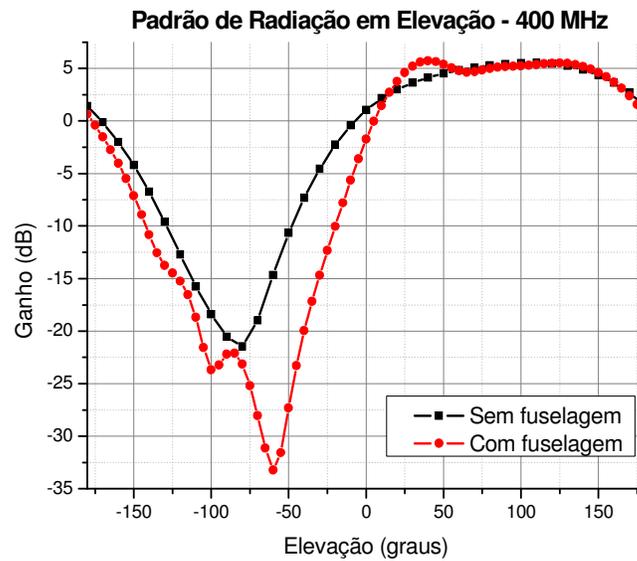


Figura 4.5: Padrão de radiação em elevação simulado da antena QY com e sem fuselagem.

Em seguida, para melhor entender o efeito da fuselagem sobre a radiação em elevação da antena, alguns parâmetros foram variados: distância entre a antena e a fuselagem (d), altura da posição da antena na fuselagem (h) e inclinação da antena em relação à fuselagem (θ). O padrão de radiação em elevação do conjunto é a especificação de projeto mais crítica, pois pode viabilizar ou não o uso de duas antenas simultaneamente na mesma aeronave. A Fig. 4.6 mostra esses parâmetros e os efeitos de diferentes valores sobre o padrão de radiação em elevação do conjunto em 400 MHz, obtidos via simulação.

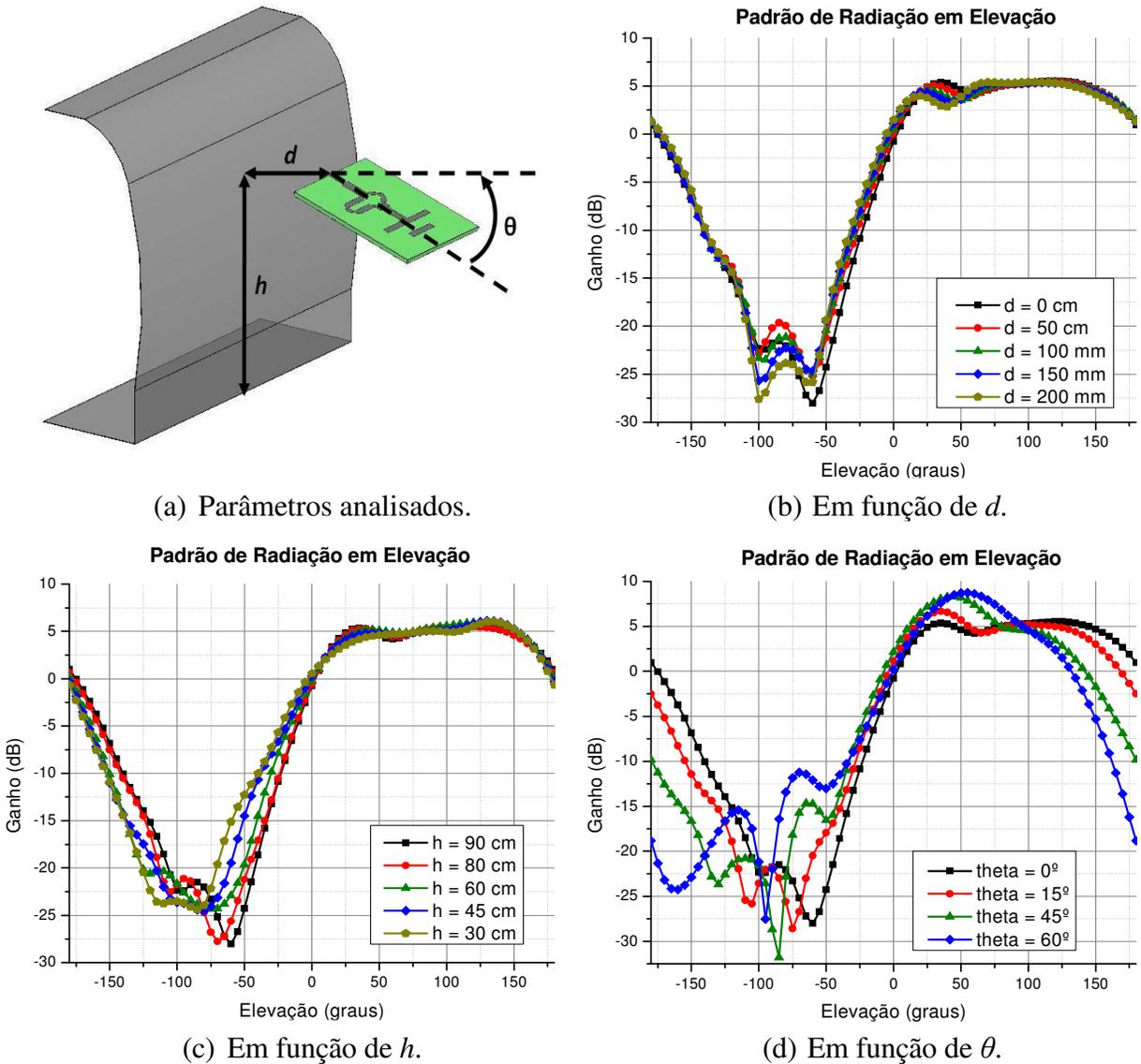


Figura 4.6: Conjunto antena QY e fuselagem. Parâmetros analisados e padrão de radiação em elevação simulado em 400 MHz.

Percebe-se claramente que θ é o parâmetro com maior influência sobre o padrão de radiação em elevação. Com uma maior inclinação da antena o ganho aumenta, mas mais energia é radiada para baixo da fuselagem. Em relação à altura da antena na fuselagem, quanto mais próxima a antena estiver do piso da aeronave, mais largo fica o padrão em elevação e também mais radiação vai para baixo da fuselagem. O parâmetro menos influente é a distância entre antena e fuselagem, que alarga ligeiramente o padrão em elevação à medida que é aumentada. Tudo isso indica que o

posicionamento da antena externamente à aeronave deve ser cuidadosamente escolhido, já que a fuselagem tem uma grande influência sobre sua radiação.

A Fig. 4.7 mostra a curva simulada de ganho em função da frequência para a antena QY e fuselagem. Comparando com o ganho da antena QY sem fuselagem (Fig. 3.12), nota-se que de modo geral o ganho em baixas frequências é maior, enquanto o ganho em altas frequências é menor. O valor médio, no entanto, é semelhante.

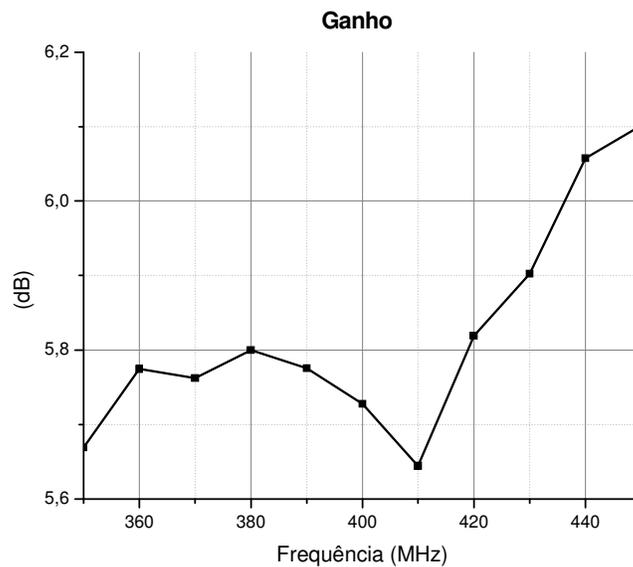


Figura 4.7: Ganho simulado da antena QY com fuselagem em função da frequência.

Fica evidente que a antena QY para a banda P é relativamente grande, comparada à aeronave. Provavelmente no caso real do conjunto antena e aeronave devem surgir problemas mecânicos e aerodinâmicos. Isso compromete, portanto, o uso de uma antena QY normal no sistema SAR aerotransportado especificado. Além disso, as características elétricas e de radiação da antena, apesar de serem relativamente boas, não atendem completamente as especificações da seção 2.5, principalmente no que diz respeito ao formato do padrão de radiação. Um aumento no número de diretores ou a formação de um arranjo com outras antenas possivelmente aumentaria o ganho e diretividade, mas certamente aumentaria os problemas de mecânica e aerodinâmica.

Para diminuir as dimensões da antena poderia ser usado um substrato com maior constante dielétrica, como geralmente é feito com antenas de microfita. No caso da antena QY, esta

estratégia diminuiria a espessura do substrato, a largura das trilhas e a resistência mecânica da estrutura. Contudo, não alteraria significativamente o comprimento e largura da antena.

A seguir, um primeiro conjunto de alterações na antena QY original é sugerido para a obtenção de uma antena compatível com o sistema SAR especificado.

4.2 Primeira antena Yagi modificada

A Fig. 4.8(a) apresenta a primeira antena Yagi modificada. Para encurtar o trecho da antena perpendicular à fuselagem, o *balun* foi dobrado pra cima a 90°. Isso implica em uma diminuição do comprimento total da antena e facilita sua fixação na fuselagem. Idealmente o *balun* poderia aderir completamente à fuselagem, adquirindo a sua forma curva, mas isso dificultaria a modelagem.

O substrato em torno da CPS foi reduzido para diminuir o peso da estrutura. Já que o comprimento da antena foi diminuído, um segundo diretor foi adicionado para aumentar o ganho e a diretividade. Além disso, os diretores foram inclinados em relação ao *driver*, na intenção de direcionar melhor o padrão de radiação em elevação, atendendo às especificações da seção 2.5.

Com todas estas alterações obviamente a antena deixou de ser plana, perdendo as vantagens deste tipo de antena. Mas devido ao tamanho que a antena QY normal na banda P apresentou, estas vantagens já não estavam mais presentes. O remodelamento tornou a antena em uma estrutura tridimensional mais complexa, mas isso é compensado por sua maior adaptação à aplicação de um SAR aerotransportado.

Em seguida novas otimizações foram realizadas utilizando o *software* CST Microwave Studio [35], já considerando a presença da fuselagem modelada. A interação com a aeronave forçou um afastamento maior entre *driver* e fuselagem para a manutenção de uma boa largura de banda em perda de retorno. Finalmente, chegou-se à antena QY modificada mostrada na Fig. 4.8(a). Um protótipo foi também construído (Fig. 4.8(b)). Todas as dimensões da antena são apresentadas no Apêndice I.

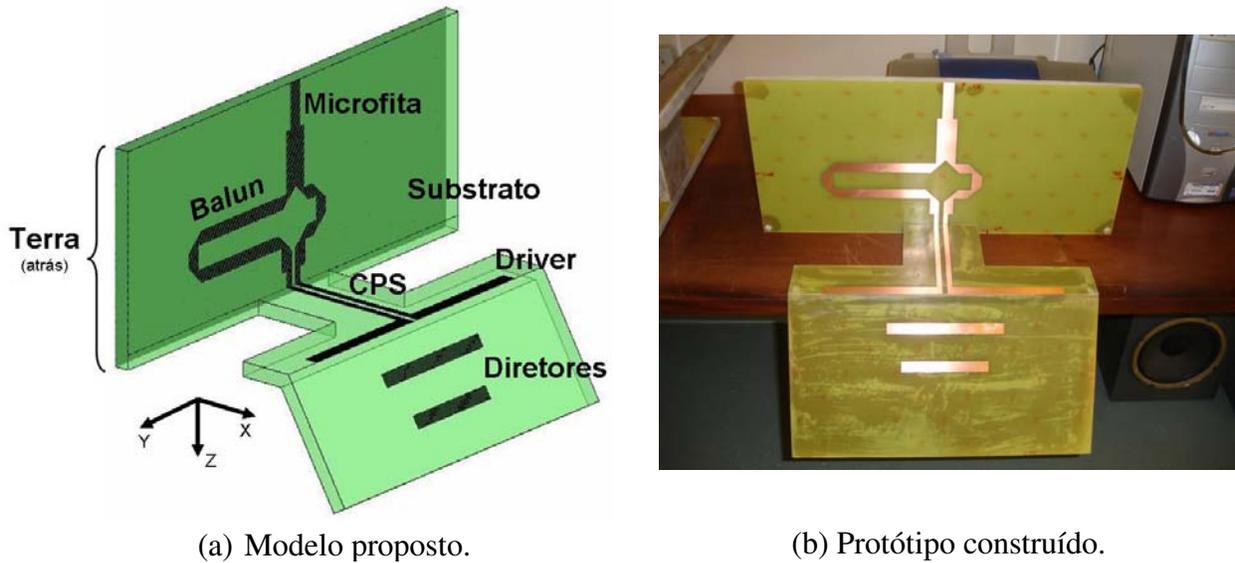


Figura 4.8: Primeira antena QY modificada para a banda P.

O mesmo modelo físico de um corte da fuselagem de um avião Seneca usado anteriormente e o mesmo *setup* da seção 3.2.3 foram utilizados para caracterizar esta nova antena. A Fig. 4.9 mostra as curvas de perda de retorno simulada e medida, além da curva de impedância de entrada, para a primeira antena Yagi modificada.

A Fig. 4.9 mostra que a banda medida está deslocada para baixas frequências em relação ao resultado simulado. Além disso, nota-se uma grande diferença entre as curvas simulada e medida, com uma inesperada perda de retorno medida na banda P. Há duas razões prováveis para isso. A primeira razão seria a imprecisão no valor do ϵ_r do substrato usado no protótipo. De acordo com o fabricante, o valor do ϵ_r pode variar entre 4,2 e 5,6. Além disso, as otimizações anteriores implicaram em um substrato um pouco mais espesso, com 18,192 mm. Visto que não se conseguiu comprar um substrato com esta espessura específica, foram usadas 3 camadas de fibra de vidro coladas: uma de 15 mm e duas de 1,6 mm. Com isso, se ϵ_r variar aleatoriamente de uma camada para outra, a perda de retorno resultante da antena pode ser completamente imprevisível. A segunda razão poderia ser as próprias discontinuidades entre as camadas de substrato e a cola usada para uni-las, cujas propriedades elétricas poderiam também mudar o ϵ_r resultante.

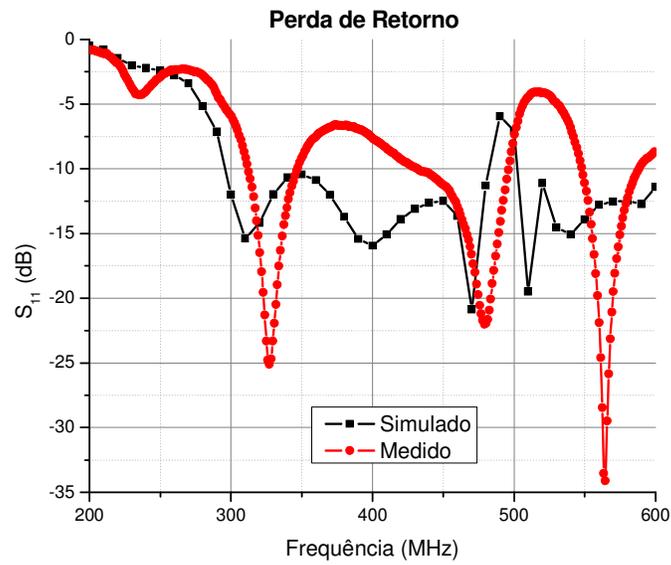


Figura 4.9: Primeira antena Yagi modificada com substrato de $\epsilon_r = 4,8$. Perda de retorno simulada e medida.

A Fig. 4.10 apresenta curvas de perda de retorno simuladas obtidas com diferentes valores de ϵ_r para o substrato. Há diferenças significativas entre as curvas, o que confirma a já esperada significativa influência do ϵ_r sobre a perda de retorno.

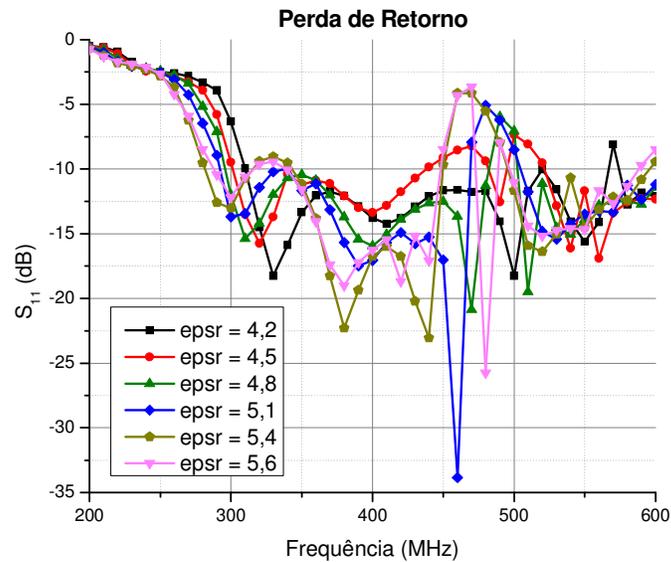


Figura 4.10: Perda de retorno simulada da primeira antena Yagi modificada com substratos de diferentes ϵ_r .

Apesar disso, a curva de perda de retorno medida esteve abaixo de -6 dB em praticamente toda a faixa entre 300 e 500 MHz e uma largura de banda simulada maior que 50% foi obtida com um substrato de $\epsilon_r = 4,2$.

A Fig. 4.11 mostra o padrão de radiação da antena simulada com o modelo de fuselagem, nas frequências da faixa de interesse para o sistema SAR especificado na seção 2.5. Já a Fig. 4.12 mostra o padrão de radiação em elevação medido e simulado, em coordenadas cartesianas.

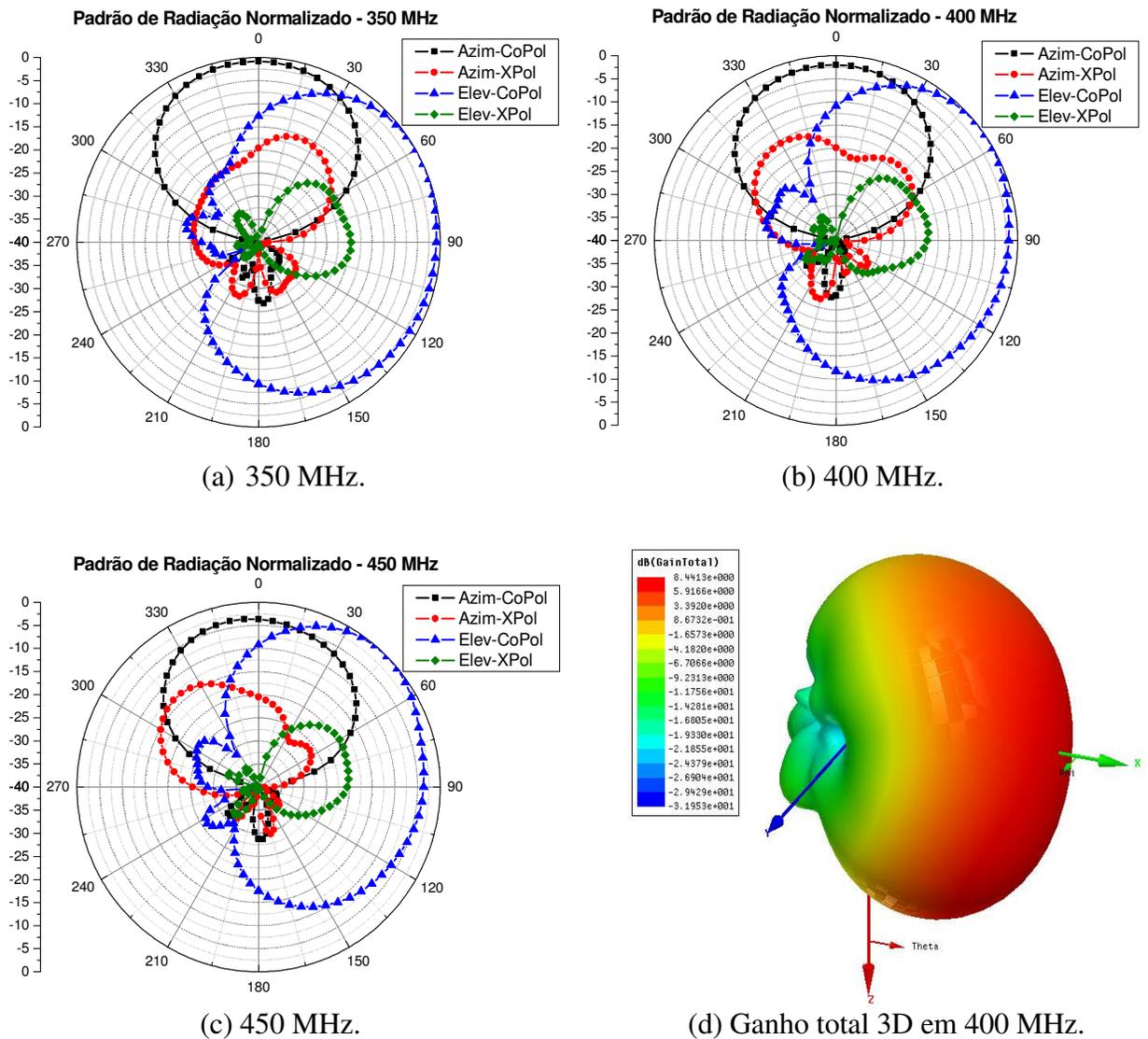


Figura 4.11: Padrão de radiação simulado do conjunto primeira antena Yagi modificada e fuselagem.

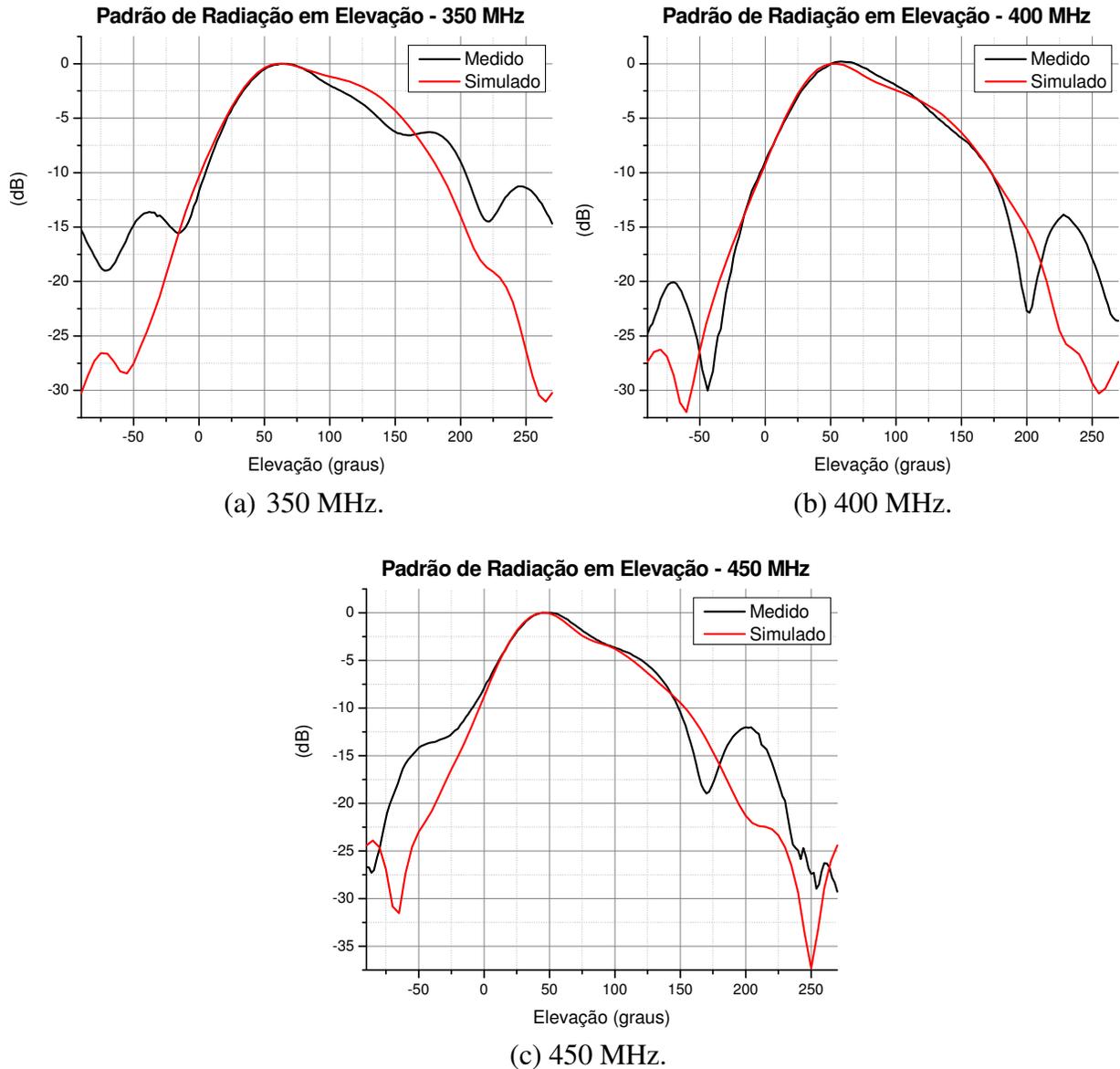


Figura 4.12: Padrão de radiação em elevação normalizado medido e simulado do conjunto primeira antena Yagi modificada e fuselagem.

As curvas medidas neste caso apresentam uma boa concordância com as simulações, principalmente em 400 MHz. No período destas medidas o container metálico, mostrado na Fig. 3.12, não estava presente. No entanto, em todos os casos os lóbulos laterais apresentaram níveis mais altos.

A Fig. 4.13 apresenta as curvas de rejeição, obtidas do padrão de radiação em elevação simulado e medido. Percebe-se que os padrões de radiação medidos são piores em termos da rejeição na faixa desejada. Apenas em 400 MHz obtiveram-se valores maiores que 20 dB. Por outro lado, as curvas de simulação apresentaram resultados razoáveis para 400 e 450 MHz, com níveis de rejeição maiores que 20 dB já a 25° de Nadir.

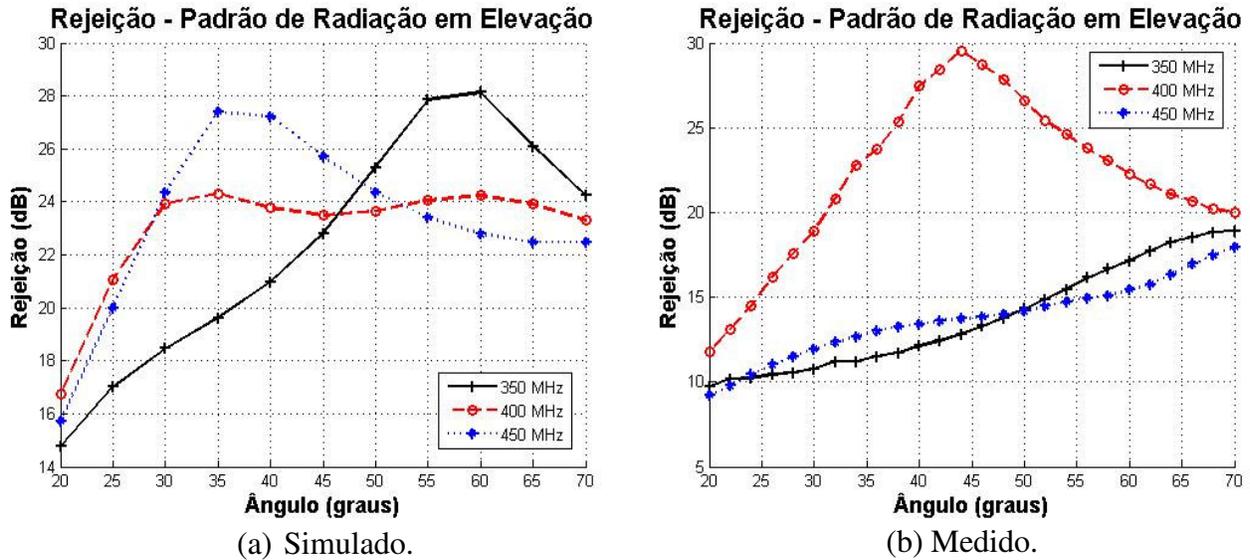


Figura 4.13: Curvas de rejeição entre as faixas 20° a 70° e -20° a -70° no padrão de radiação em elevação da primeira antena Yagi modificada e fuselagem.

A Fig. 4.14 mostra a curva simulada de ganho em função da frequência para a primeira antena Yagi modificada com o modelo de fuselagem. Nota-se um aumento constante do ganho com a frequência, com uma variação de aproximadamente 1,3 dB entre 350 e 450 MHz. O ganho máximo obtido foi cerca de 8,9 dB em 450 MHz.

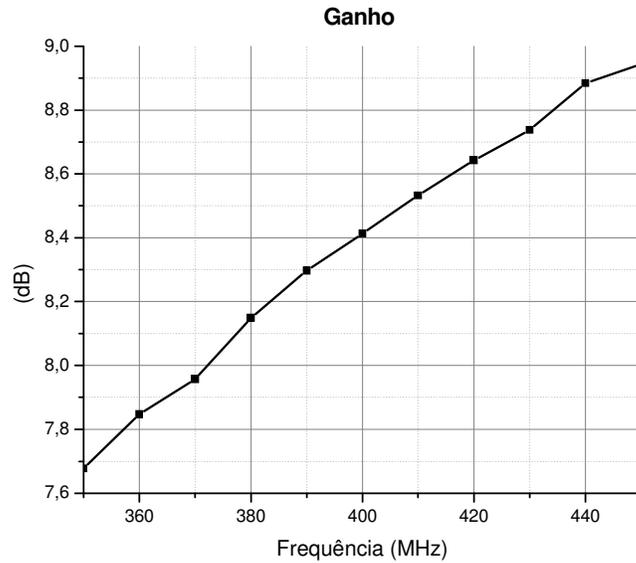


Figura 4.14: Ganho simulado da primeira antena Yagi modificada em função da frequência.

O ganho da primeira antena Yagi modificada foi estimado a partir da equação de transmissão de Friis, que relaciona a potência recebida à transmitida entre duas antenas separadas por uma distância $R > 2D^2/\lambda$, onde D é a maior dimensão de ambas as antenas [7]. No caso do enlace de microondas, o ganho da antena receptora (G_r) pode ser escrito através da equação de Friis já com a frequência (f) em MHz, distância (d) em metros e os demais parâmetros dB [54]:

$$G_r = P_r - P_t + 20 \log(d \cdot f) - G_t - G_a + \alpha - 27,6 \quad (4.2)$$

A Tab. 4.1 apresenta estes parâmetros e seus valores, para 400 MHz quando o parâmetro for dependente da frequência. Nesta frequência obteve-se ganho de 7,44 dB com a Eq. 4.2 e os valores na Tab. 4.1. A diferença de 1 dB do ganho simulado mostra uma concordância razoável entre os resultados.

Tabela 4.1: Parâmetros da equação de Friis usados para estimativa do ganho da antena receptora no enlace de microondas.

Parâmetro:	Valor:
P_r - Potência máxima recebida pela antena sendo medida	-14,4 dBm
P_t - Potência máxima transmitida	0 dBm
α - Perdas de cabos e conectores do enlace	9,991 dB
G_a - Ganho total dos amplificadores do enlace	47,3 dB
G_t - Ganho da antena transmissora	7 dBi
d - Distância entre as antenas transmissora e receptora	70,06 m

Apesar da maior adaptação da antena à aeronave, ainda não se trata de uma situação ótima. Mesmo com a remoção de parte do substrato em torno da CPS, a primeira antena Yagi modificada permanece relativamente pesada e a estrutura ainda pode gerar um arrasto aerodinâmico considerável.

A seguir, um novo conjunto de alterações será testado, com o objetivo de melhorar ainda mais a antena e finalmente atender às especificações do sistema SAR.

Capítulo 5

Antena Yagi Tridimensional para sistemas SAR

Este capítulo tratará do desenvolvimento da antena Y3D para sistemas SAR. Um segundo grupo de modificações será apresentado, envolvendo alterações no *balun* e a substituição da CPS, *driver* e diretores por tubos de metal suspensos no ar. A antena final deverá satisfazer os pré-requisitos eletromagnético, mecânico e aerodinâmico para uma possível homologação do sistema SAR especificado na seção 2.5.

5.1 Desenvolvimento da Antena

A quantidade de substrato usada para construir o *balun* foi otimizada com a finalidade de diminuir o peso da antena. Para isso, além de diminuir as bordas de substrato, o lado maior do *balun*, responsável pelo defasamento de 180° entre as linhas, foi dobrado para permanecer paralelo à linha de microfita alimentadora. Além disso, para diminuir ainda mais o peso da estrutura e evitar problemas relacionados à qualidade do substrato, optamos por trocar o substrato de fibra de vidro pelo DiClad 880 [55], com 1,5748 mm de espessura e $\epsilon_r = 2,2$. Isso implica em uma diminuição da largura das trilhas, para manter a mesma impedância característica, o que também diminui ainda mais a largura de substrato necessária. O *balun* resultante após estas modificações pode ser visto na Fig. 5.1. Algumas otimizações apenas do *balun* foram realizadas até se chegar aos parâmetros S dados na Fig. 5.2.

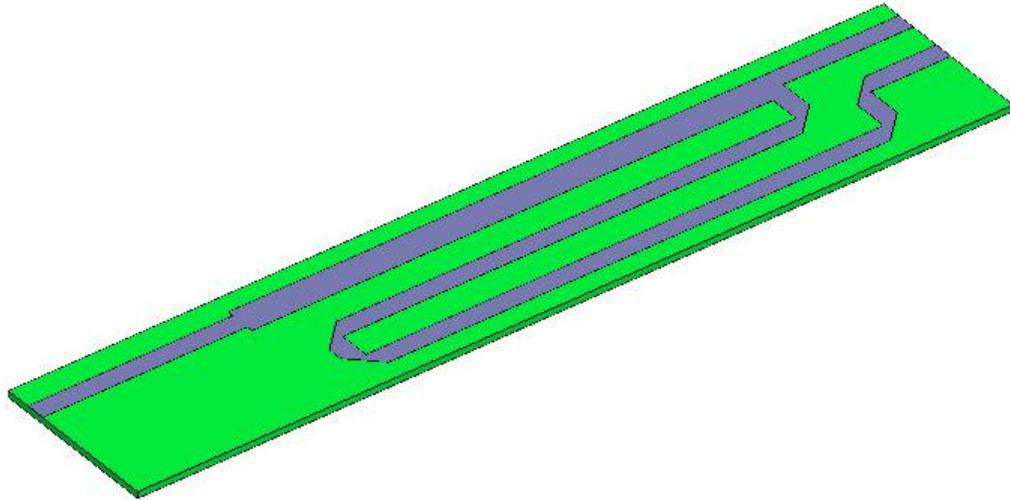


Figura 5.1: *Balun* impresso após modificações para redução de tamanho e peso.

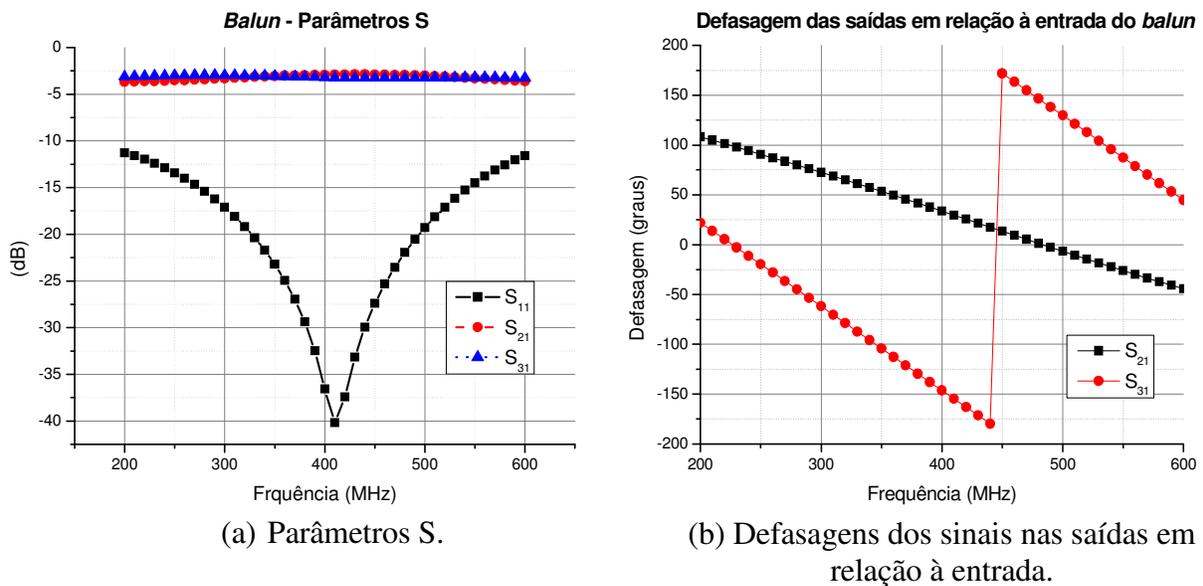


Figura 5.2: Parâmetros S do novo *balun* impresso. a) Parâmetros S. b)

Da curva de perda de retorno na Fig. 5.2(a) nota-se que a larga banda foi mantida. Já a Fig. 5.2(b) mostra que as saídas do *balun* em 400 MHz estão defasadas de 180°, como necessário para a alimentação do *driver* da antena. Esta defasagem, no entanto, sofre uma redução de 20° nas extremidades da banda de interesse para o sistema SAR especificado na seção 2.5 (350 e 450 MHz). A Fig. 5.3 mostra a amplitude da corrente superficial na face das trilhas do *balun* em

contato com o dielétrico, simulada em 400 MHz. Nota-se claramente a defasagem de 180° na saída do *balun*, com uma meia onda no seu trecho mais longo.

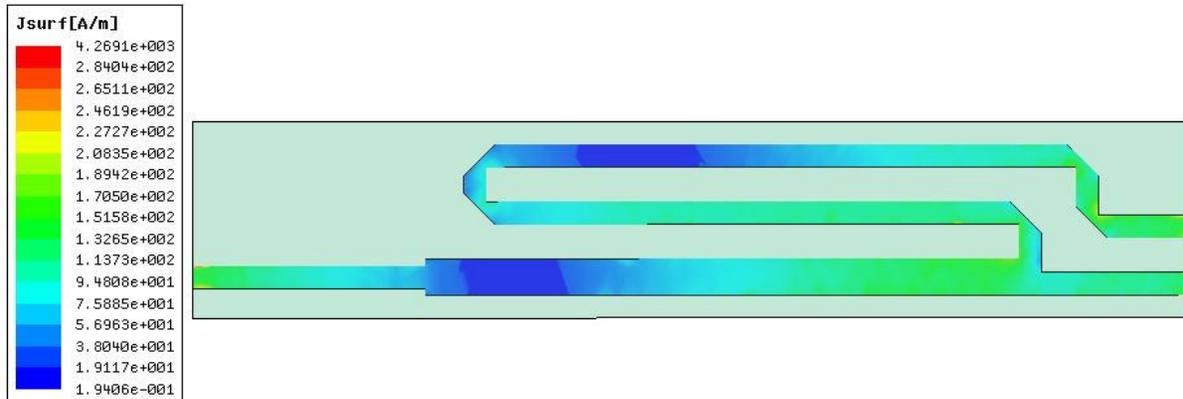


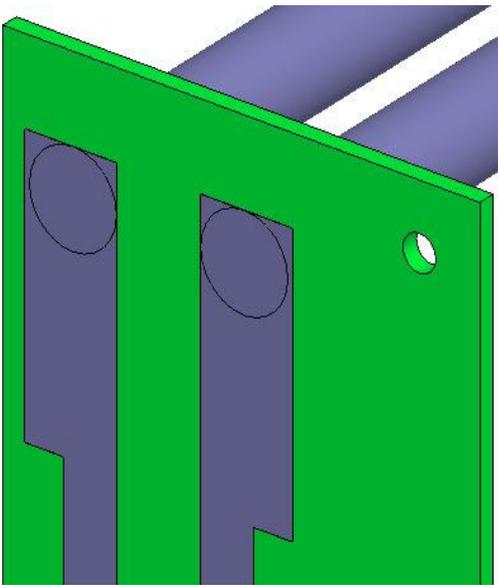
Figura 5.3: Amplitude da corrente elétrica superficial na face das trilhas do *balun* em contato com o dielétrico.

O *balun* colado externamente à fuselagem é uma boa solução para encurtar a antena horizontalmente. Mas ele pode funcionar como um elemento eletromagnético parasita e interferir no padrão de radiação da antena. A dobra em 90° na CPS também pode radiar energia. Para eliminar esta possível fonte de problemas, decidiu-se colocar o *balun* horizontalmente no lado interno da aeronave, envolto por uma caixa metálica. Contudo com a antena atual isso implicaria em furos de dimensões razoáveis na fuselagem da aeronave, por onde a CPS passaria para que o *driver* e diretores permanecessem externos. Além disso, a montagem da antena na aeronave seria mais difícil e menos prático.

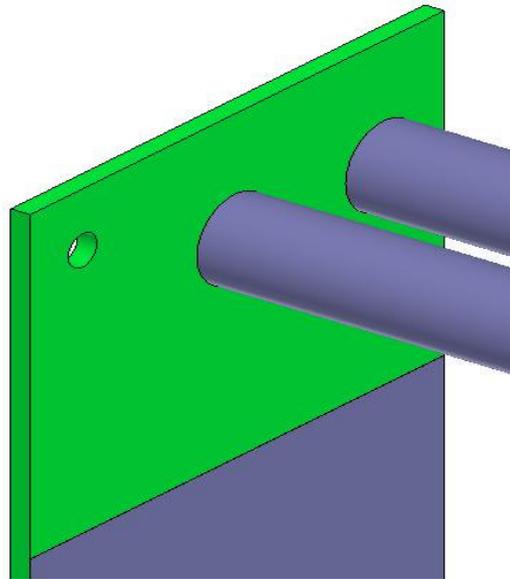
Para manter a idéia de colocar o *balun* dentro da aeronave, decidimos mudar a parte radiante da antena (CPS, *driver* e diretores), retornando a uma estrutura mais semelhante à antena YU original. Essas trilhas foram substituídas por tubos de metal suspensos no ar, eliminando desta maneira o substrato desta parte da antena. Isso gera várias vantagens: redução do peso, menos arrasto aerodinâmico, menor furo na fuselagem e aumento das chances de sucesso na homologação de um conjunto antena e aeronave. A substituição da CPS por tubos, juntamente com o uso de tubos de suficiente resistência mecânica, pode garantir a estabilidade da estrutura da antena. Esta solução também pode facilitar a montagem da antena na aeronave. A antena seria

dividida em partes interna e externa à fuselagem, que poderiam ser separadas quando conveniente.

Neste ponto, poderia se pensar em fazer com que toda a antena, incluindo o *balun*, deixasse de ser impressa. Outros *baluns* poderiam ser utilizados na alimentação dos tubos [7]. Mas com isso se perderia a grande vantagem deste *balun* impresso: a sua grande largura de banda em perda de retorno. Por isso preferimos mantê-lo. Porém, isso implica em outro problema: a transição entre a saída do *balun* impresso e os tubos. A melhor solução encontrada foi colocar o *balun* na posição vertical novamente, agora para baixo e com as trilhas voltadas para o lado interno da aeronave e fazer com que os tubos atravessem o substrato por trás até serem unidos às trilhas da saída do *balun*. Entretanto, esta perfuração do substrato pelos tubos foi feita em uma extensão do dielétrico, sem o plano terra. A distância entre os tubos e a borda do plano terra pode ser ajustada para um melhor casamento de impedâncias. Na face interna, as trilhas da saída do *balun* são estendidas até os tubos, com largura igual o diâmetro deles. A Fig. 5.4 mostra essa transição resultante desenhada no simulador.



(a) Vista das trilhas do *balun*.



(b) Vista do plano terra do *balun*.

Figura 5.4: Transição entre a saída do *balun* impresso e os tubos alimentadores do *driver*. O furo no dielétrico foi feito para fixação com parafuso M3.

Finalmente, foram adicionados mais 2 diretores à antena, para aumentar o ganho e diretividade. Novamente, a inclinação dos diretores em relação ao *driver* foi fundamental para direcionar o ganho máximo do padrão de radiação em elevação. É interessante notar que o uso de inclinações progressivas nos diretores produz bons efeitos, como será analisado na seção seguinte. Esta idéia foi a principal reivindicação de uma patente depositada no Instituto Nacional da Propriedade Industrial (“Conjunto Radiante Tridimensional Assimétrico”, Pat Req 0000220803828818).

A Fig. 5.5 mostra a nova antena Y3D. A estrutura de sustentação dos diretores não é mostrada. Percebe-se que a estrutura resultante mantém ao mesmo tempo características de antenas YU (dipolos na forma de tubos de metal) e QY (*balun* impresso). Trata-se portanto de uma nova antena do tipo Yagi: Yagi Tridimensional.

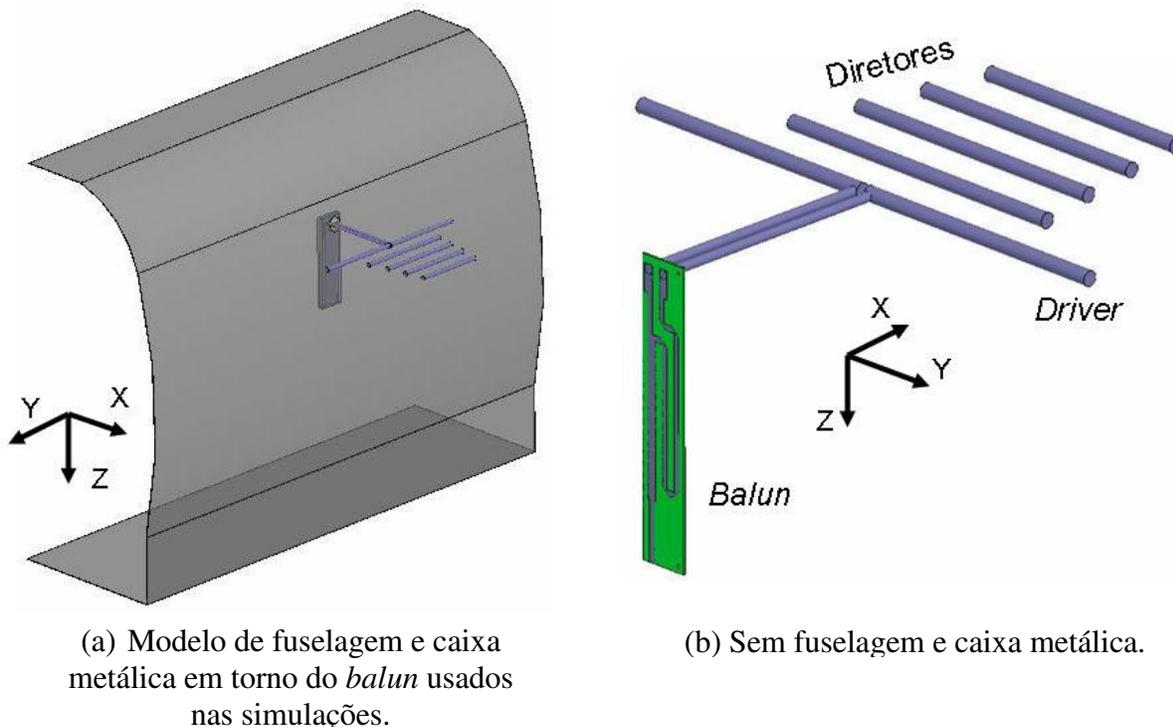


Figura 5.5: Antena Y3D.

5.2 Análise de parâmetros

Simulações eletromagnéticas foram realizadas com a finalidade de apresentar as características da nova antena proposta. Os valores dos principais parâmetros de projeto da antena Y3D foram variados, com o objetivo de identificar e investigar seus efeitos sobre o desempenho da antena. A Tab. 5.1 mostra seus valores iniciais.

Tabela 5.1: Parâmetros de projeto analisados da antena Y3D e seus valores iniciais.

Parâmetro		Valor
L_{DRIVER}	Comprimento do <i>driver</i>	512,661 mm
L_{DIR1}	Comprimento do primeiro diretor	271,894 mm
L_{DIR2}	Comprimento do segundo diretor	244,705 mm
L_{DIR3}	Comprimento do terceiro diretor	220,234 mm
L_{DIR4}	Comprimento do quarto diretor	198,211 mm
nL_{DIR}	Razão entre os comprimentos de diretores adjacentes	0,9
S_{DIR}	Distância entre diretores e entre o <i>driver</i> e o primeiro diretor	44,657 mm
W_D	Diâmetro do <i>driver</i> e diretores	12,7 mm
W_{LINHA}	Diâmetro dos tubos de alimentação do <i>driver</i>	7,94 mm
S_{LINHA}	Distância entre os tubos de alimentação do <i>driver</i>	7,661 mm
S_{DF}	Distância entre o <i>driver</i> e a fuselagem	205,898 mm
H	Altura da antena na fuselagem (em relação ao piso da aeronave)	90 cm
A_{DIR1}	Inclinação do primeiro diretor em relação ao <i>driver</i>	0°
A_{DIF}	Inclinação adicional progressiva de cada diretor em relação à inclinação do anterior	0°

5.2.1 Comprimento do *driver* (L_{DRIVER})

A Fig. 5.6 mostra as curvas de perda de retorno e o padrão de radiação em elevação da antena Y3D para diferentes valores de L_{DRIVER} . O comprimento do *driver*, como em qualquer dipolo, desloca sua frequência de ressonância e com isso desloca também a banda em perda de retorno da antena. No entanto, em uma antena do tipo Yagi se o comprimento do *driver* variar

sem um correspondente ajuste nos diretores surgirá também um descasamento de impedância de entrada da antena. Por outro lado, o padrão de radiação em elevação não é muito sensível ao comprimento do *driver*.

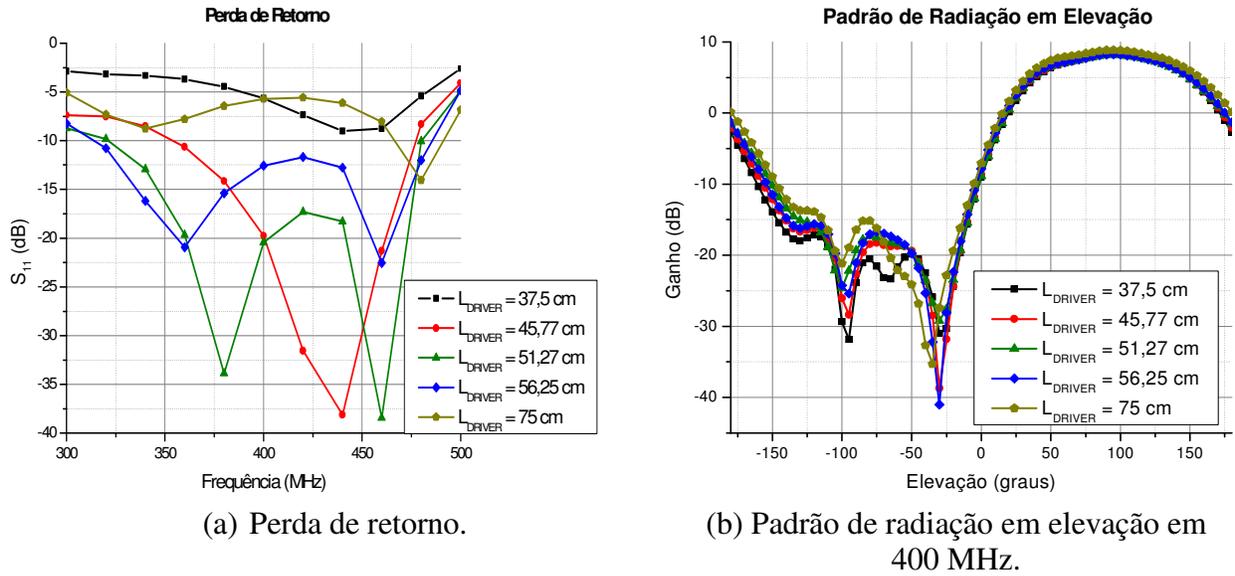


Figura 5.6: Análise da antena Y3D em função de L_{DRIVER} .

A Fig. 5.7 apresenta os resultados obtidos com diferentes valores para L_{DRIVER} , mantendo-se a mesma proporção entre L_{DRIVER} e L_{DIR1} , e conseqüentemente entre o primeiro e os demais diretores. Nota-se na curva de perda de retorno a predominância de um deslocamento da banda ao invés de um descasamento de impedância de entrada. Isso mostra que a relação entre os comprimentos dos diretores e o do *driver* está estreitamente ligada à largura de banda em perda de retorno. O padrão de radiação em elevação, por outro lado, não sofre grandes alterações, como visto na Fig. 5.7(b).

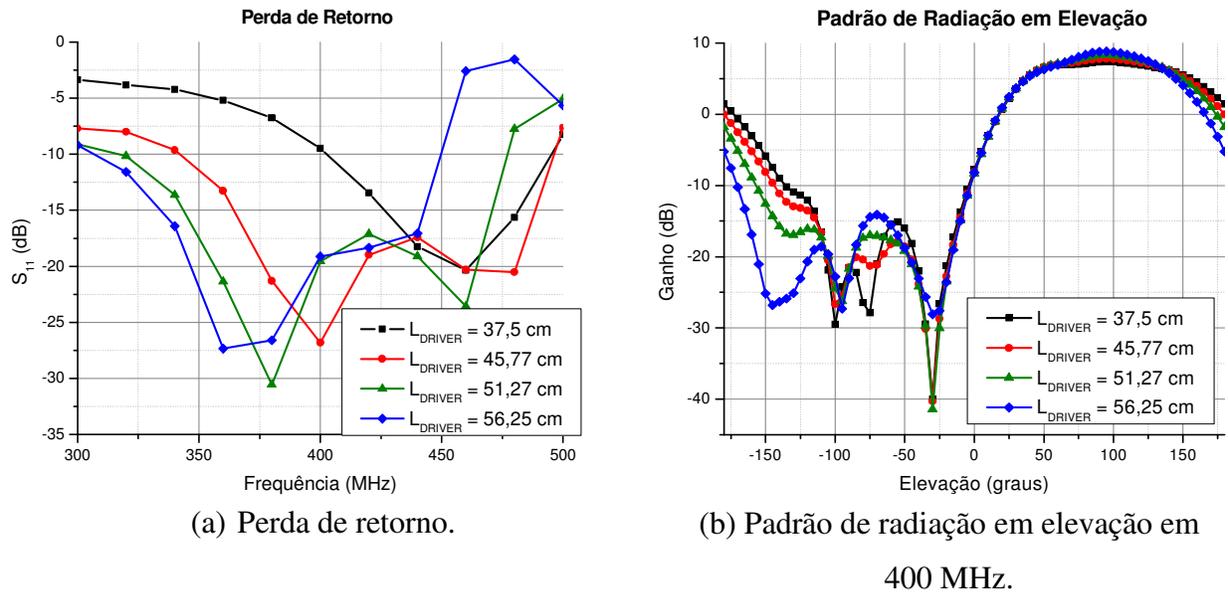


Figura 5.7: Análise da antena Y3D em função de L_{DRIVER} , mantendo a mesma proporção entre o comprimento do *driver* e diretores.

5.2.2 Número de diretores

A Fig. 5.8 ilustra o desempenho da antena Y3D em função do número de diretores. Mais diretores, de maneira geral, aumenta a banda em perda de retorno da antena em altas frequências. No padrão de radiação em elevação, nota-se um aumento no ganho e na diretividade. Apesar disso, este aumento no ganho não foi tão substancial quanto na antena YU devido à presença da fuselagem.

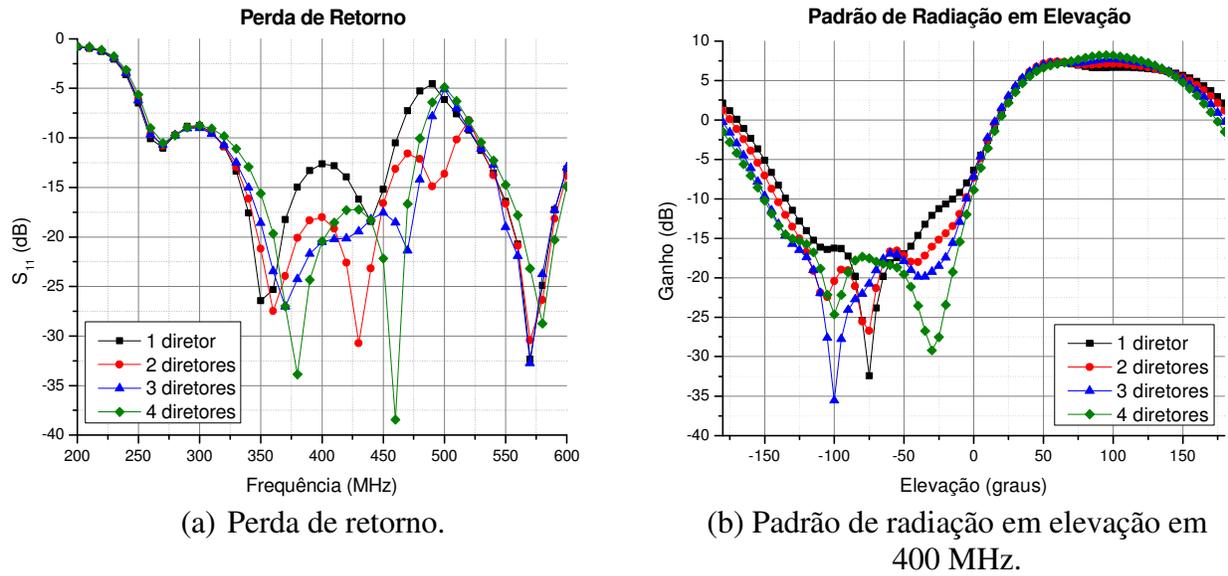


Figura 5.8: Análise da antena Y3D em função do número de diretores.

5.2.3 Comprimento dos diretores (L_{DIR1} , L_{DIR2} , L_{DIR3} , L_{DIR4} e nL_{DIR})

Um maior comprimento dos diretores, mantendo a mesma proporção entre eles, aumenta o ganho da antena. Um maior número de diretores também aumenta o seu ganho. Na antena Y3D a razão entre os comprimentos do segundo e do primeiro diretor foi fixada em um valor nL_{DIR} . Os demais diretores também seguem a mesma regra em relação ao diretor anterior, resultando em diretores de comprimentos progressivamente menores. Variando o valor de nL_{DIR} pode-se perceber o efeito do comprimento dos diretores sobre o ganho. Exceto no caso $nL_{DIR} = 1$, valores menores para nL_{DIR} deslocam a banda em perda de retorno para baixas frequências e diminuem-na em altas frequências, como mostrado na Fig. 5.9.

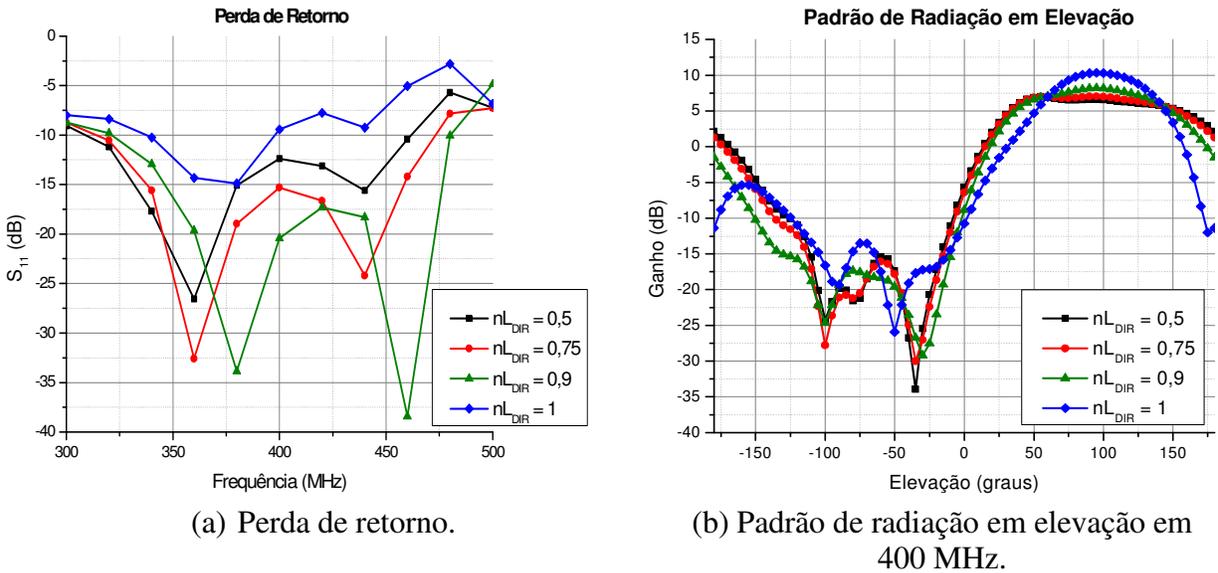
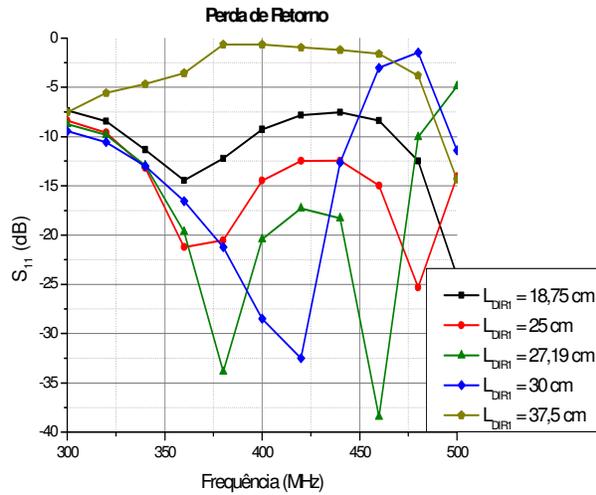


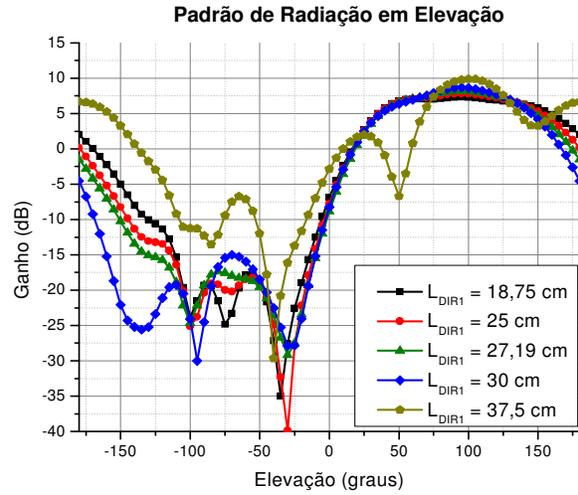
Figura 5.9: Análise da antena Y3D em função de nL_{DIR} .

O comprimento do primeiro diretor (L_{DIR1}) tem um papel importante na perda de retorno da antena, mantendo a razão $nL_{DIR} = 0,9$ entre os diretores ou não, como visto na Fig. 5.10(a) e (c). No padrão de radiação em elevação, um aumento de L_{DIR1} gera pequenas variações na posição e profundidade do nulo próximo a -30° . Mas com valores mais próximos de $\lambda/2$ (37,5 cm) para L_{DIR1} o padrão é distorcido (Fig. 5.10(b) e (d)). Nessas condições o primeiro diretor passa a não atuar mais como um bom diretor da radiação, já que seu comprimento tende a não ser mais ligeiramente menor que o comprimento do *driver*.

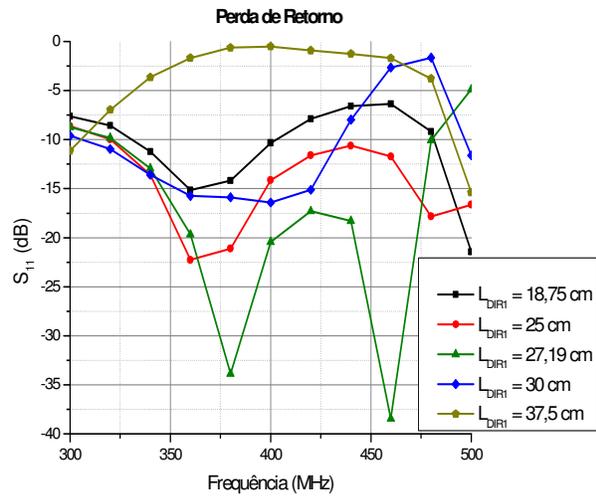
Resultados semelhantes para diferentes valores de L_{DIR1} , mantendo ou não $nL_{DIR} = 0,9$, sugerem que o comprimento dos demais diretores tem um efeito menor sobre a radiação da antena.



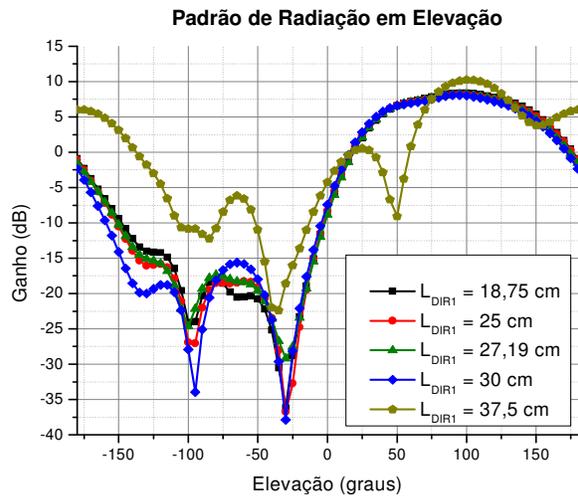
(a) Perda de retorno mantendo $nL_{DIR} = 0,9$.



(b) Padrão de radiação em elevação em 400 MHz mantendo $nL_{DIR} = 0,9$.



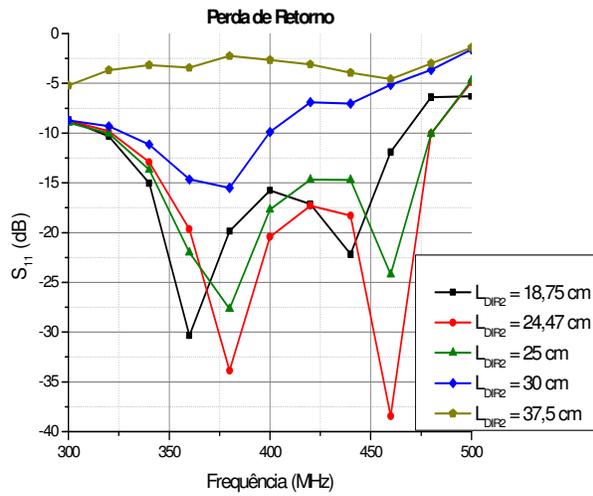
(c) Perda de retorno variando apenas L_{DIR1} .



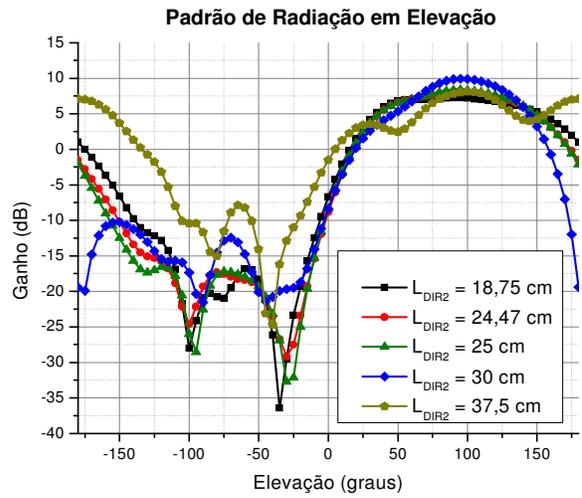
(d) Padrão de radiação em elevação em 400 MHz variando apenas L_{DIR1} .

Figura 5.10: Análise da antena Y3D em função de L_{DIR1} .

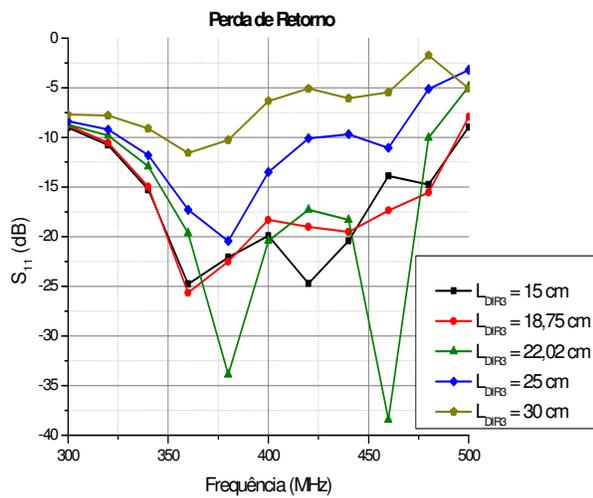
A Fig. 5.11 mostra o efeito da variação do comprimento de cada um dos demais diretores separadamente. De um modo geral, a radiação e perda de retorno da antena são mais alterados quando o comprimento do diretor é maior que o do diretor anterior a ele.



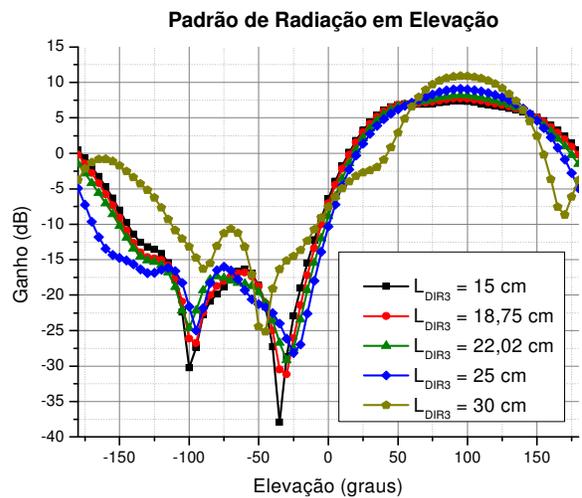
(a) Perda de retorno variando L_{DIR2} .



(b) Padrão de radiação em elevação em 400 MHz variando L_{DIR2} .



(c) Perda de retorno variando L_{DIR3} .



(d) Padrão de radiação em elevação em 400 MHz variando L_{DIR3} .

Continua na próxima página.

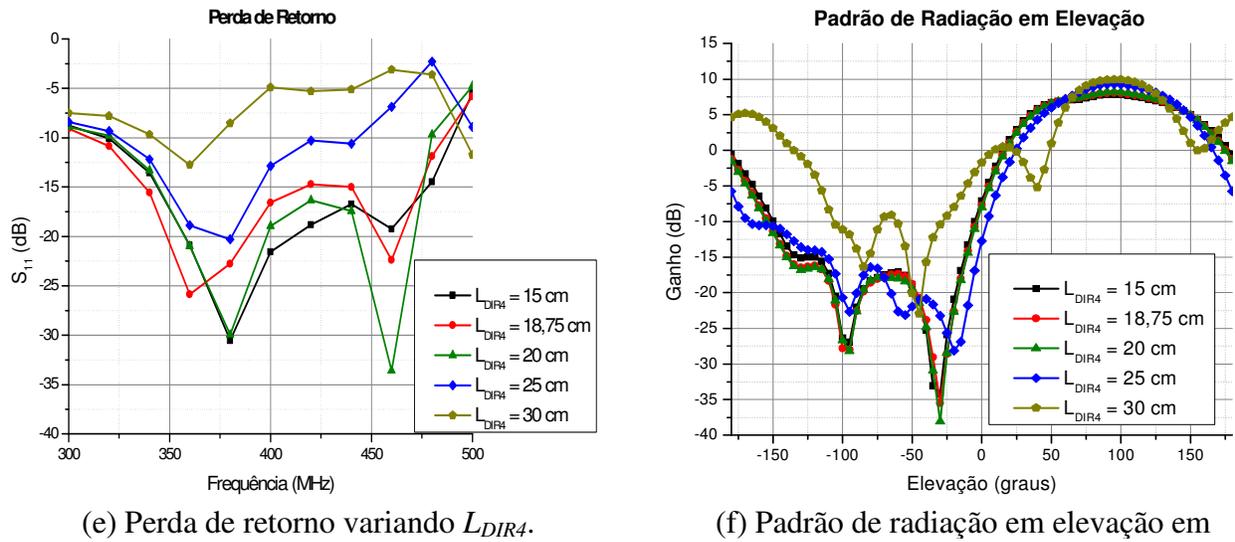


Figura 5.11: Análise da antena Y3D em função de L_{DIR2} , L_{DIR3} e L_{DIR4} .

5.2.4 Distância entre diretores (S_{DIR})

A Fig. 5.12 mostra as curvas de perda de retorno e o padrão de radiação em elevação da antena Yagi modificada com fuselagem e diferentes valores de S_{DIR} . A distância entre o *driver* e o primeiro diretor, bem como a distância entre os demais diretores, também tem um grande efeito sobre a perda de retorno da antena. Todos esses espaçamentos são iguais na antena Y3D. Já no padrão de radiação em elevação, um valor maior para S_{DIR} parece deslocar o nulo em direção a 0° . No entanto, a partir de um valor entre 75 mm e 93,75 mm ($\lambda/8$) o nulo passa 0° e fica sobre o lóbulo principal, distorcendo o padrão de radiação.

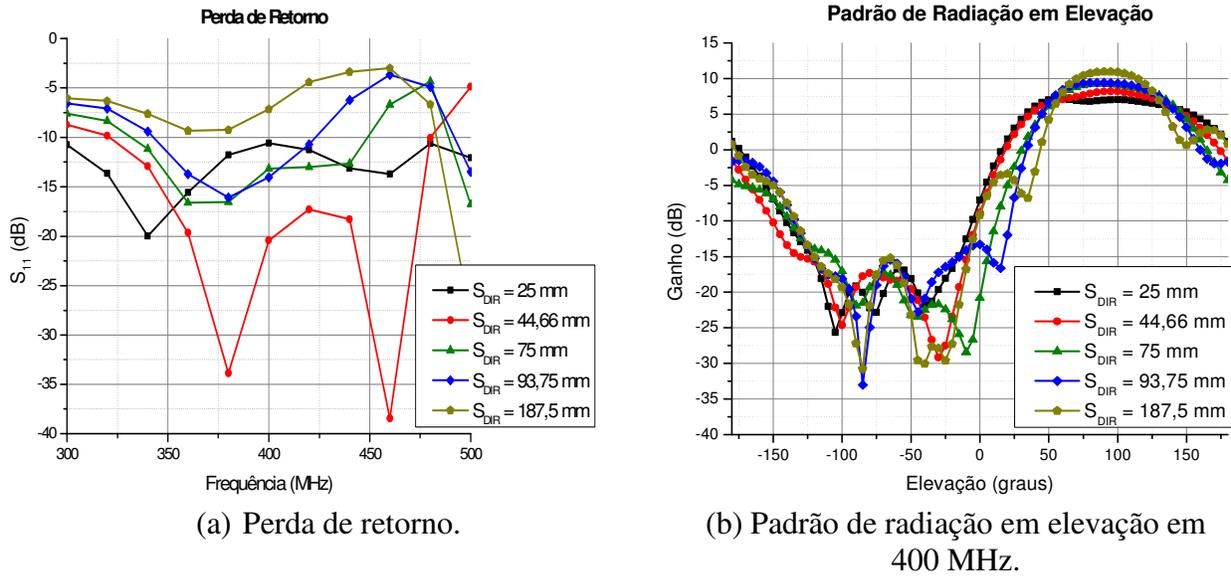


Figura 5.12: Análise da antena Y3D em função de S_{DIR} .

5.2.5 Diâmetro do driver e diretores (W_D)

Geralmente quanto maior o diâmetro de um dipolo, maior será sua largura de banda em perda de retorno [7]. A Fig. 5.13 mostra as curvas de perda de retorno e o padrão de radiação em elevação da antena Yagi modificada com fuselagem e diferentes valores de W_D . No caso da antena Yagi modificada, isso não ocorreu, parecendo haver um valor ótimo. No padrão de radiação em elevação, dipolos de maior diâmetro aprofundam o nulo próximo de -30° .

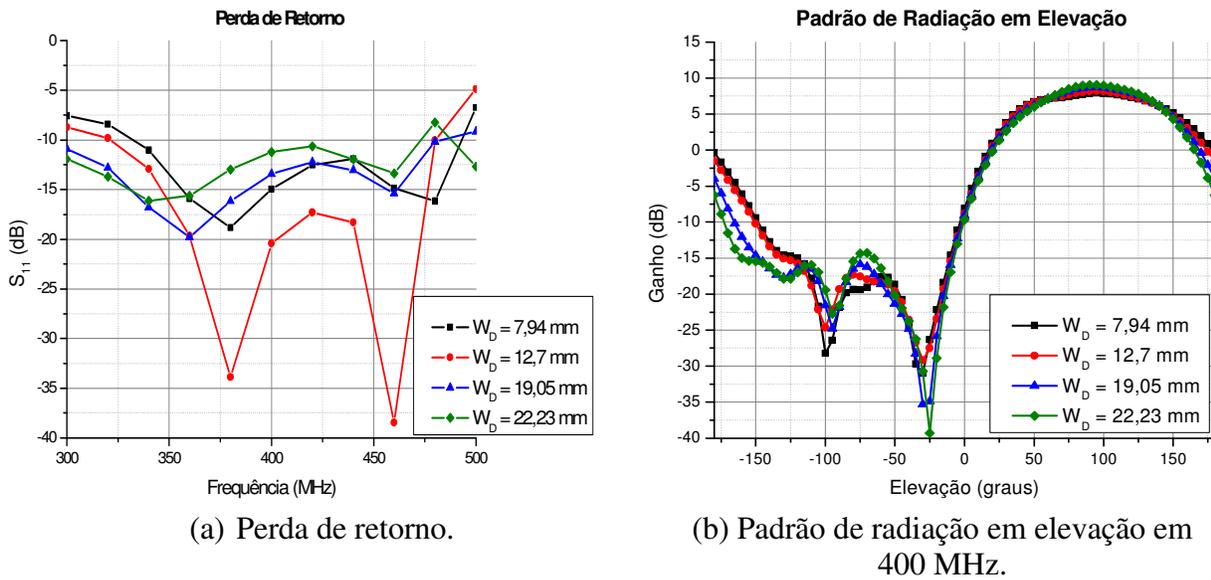


Figura 5.13: Análise da antena Y3D em função de W_D .

5.2.6 Diâmetro dos tubos de alimentação do driver (W_{LINHA})

O diâmetro dos tubos que alimentam o driver tem um pequeno efeito sobre a perda de retorno da antena, como mostrado na Fig. 5.14(a). O casamento de impedância piora levemente com diâmetros mais próximos do diâmetro do driver e diretores. Já no padrão de radiação em elevação, apenas a profundidade do nulo em -30° é alterada com este parâmetro (Fig. 5.14(b)).

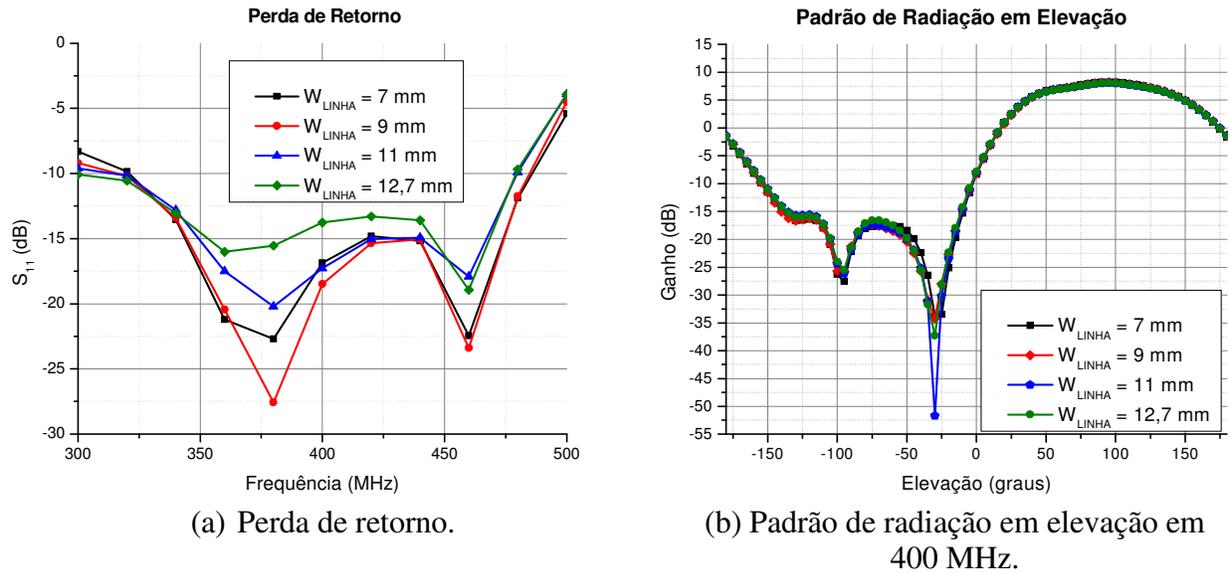


Figura 5.14: Análise da antena Y3D em função de W_{LINHA} .

5.2.7 Distância entre os tubos de alimentação do driver (S_{LINHA})

A Fig. 5.15(a) ilustra a influência da distância entre os tubos de alimentação do *driver*, que também tem um efeito pequeno sobre a perda de retorno até um valor de 10 mm. Acima deste valor há um descasamento de impedância. No padrão de radiação em elevação novamente apenas a profundidade do nulo em -30° é alterada (Fig. 5.15(b)).

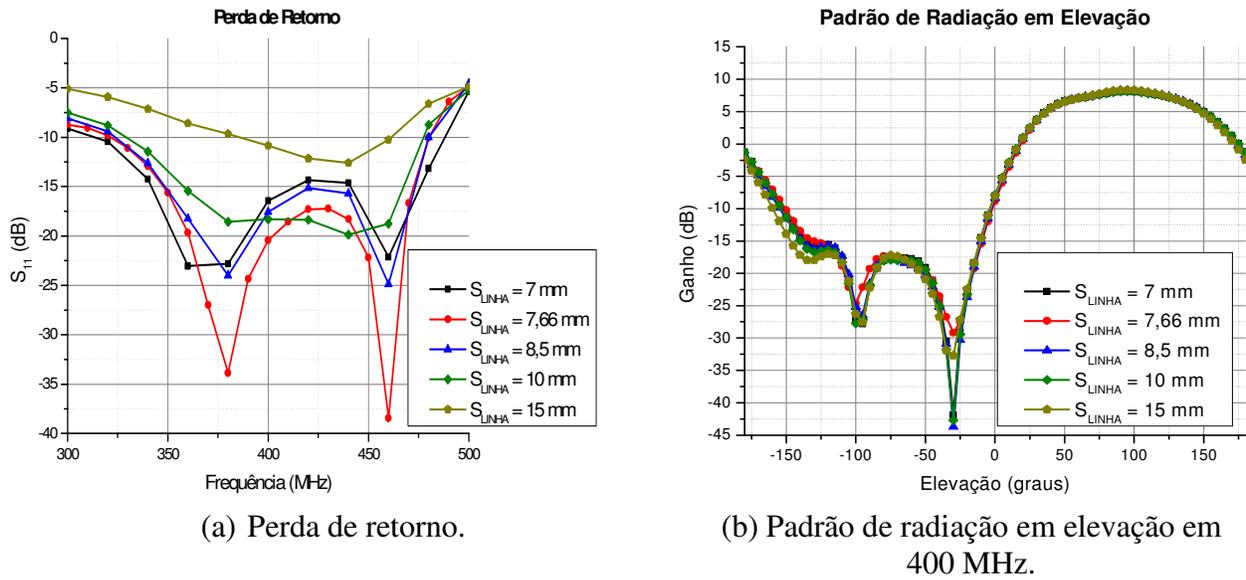


Figura 5.15: Análise da antena Y3D em função de S_{LINHA} .

5.2.8 Distância entre o driver e a fuselagem (S_{DF})

A Fig. 5.16 apresenta a influência da distância entre o *driver* e a fuselagem. Este parâmetro controla a radiação para baixo da aeronave. De um modo geral, em distâncias em torno de $\lambda/4$ (onde λ é o comprimento de onda ressonante do *driver*), quanto maior S_{DF} menos a antena radia para baixo da aeronave. Com uma distância próxima de $\lambda/2$, no entanto, o lóbulo principal do padrão de radiação em elevação começa a se alargar, diminuindo este efeito. Além disso, S_{DF} altera a perda de retorno da antena, apresentando um valor ótimo $S_{DF} = 20$ cm para a banda desejada.

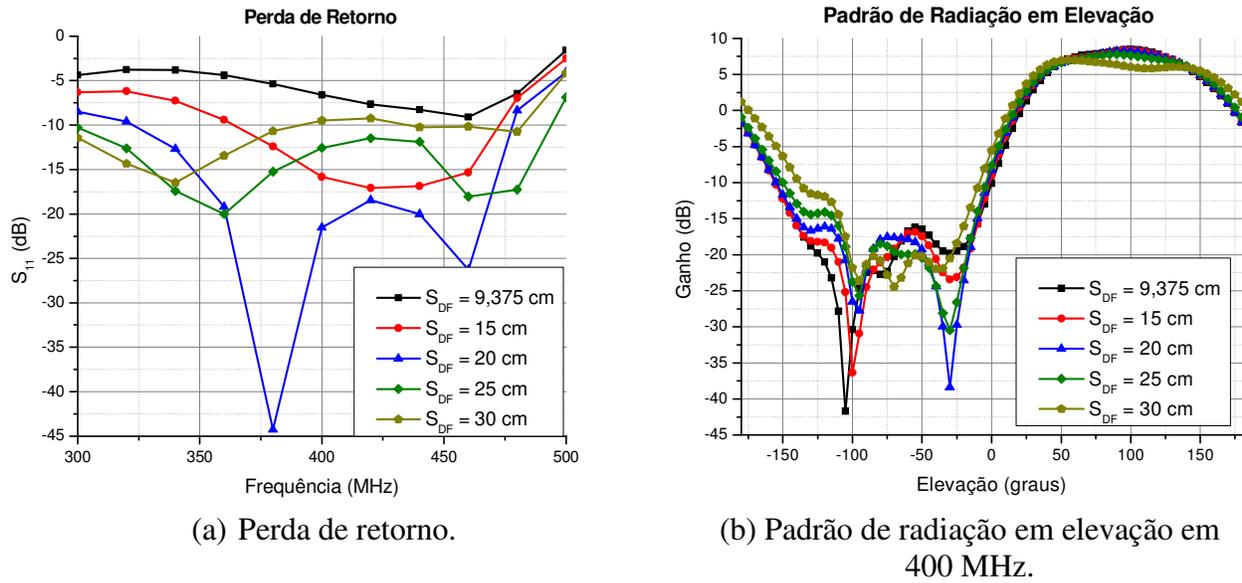


Figura 5.16: Análise da antena Y3D em função de S_{DF} .

5.2.9 Altura da antena na fuselagem (H)

A altura da antena na fuselagem é um dos principais parâmetros para controlar a radiação para baixo da aeronave. De um modo geral, quanto mais alta a antena, menos ela radia para baixo, já que uma maior parte da fuselagem reflete essa radiação. Isso é visto claramente na Fig. 5.17(b). Já a perda de retorno da antena não é muito influenciada por este parâmetro (Fig. 5.17(a)).

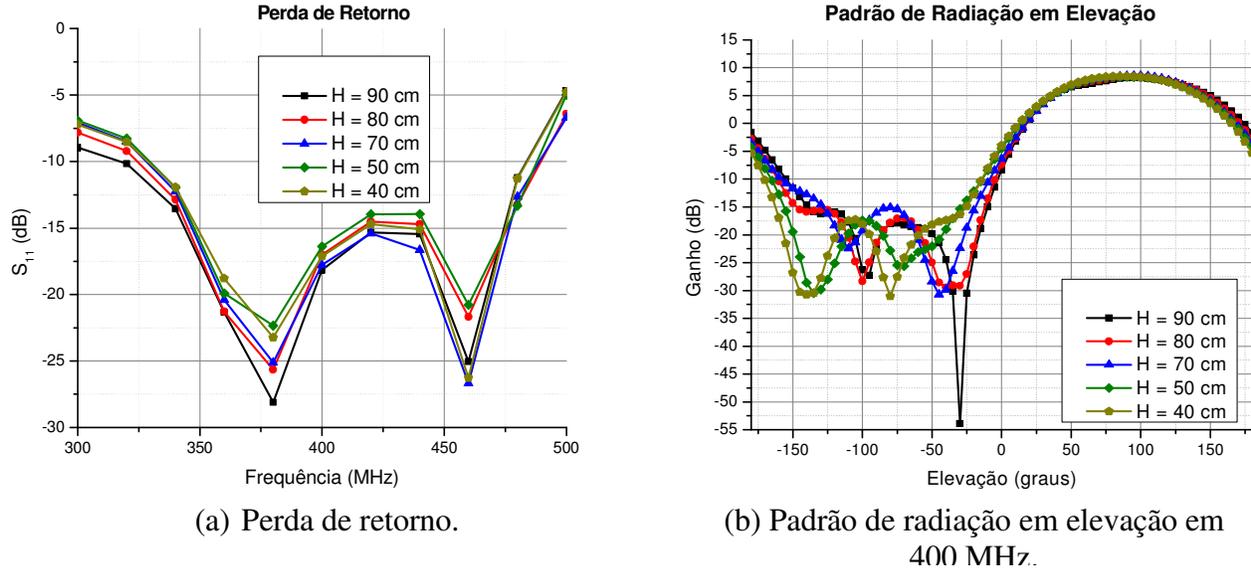
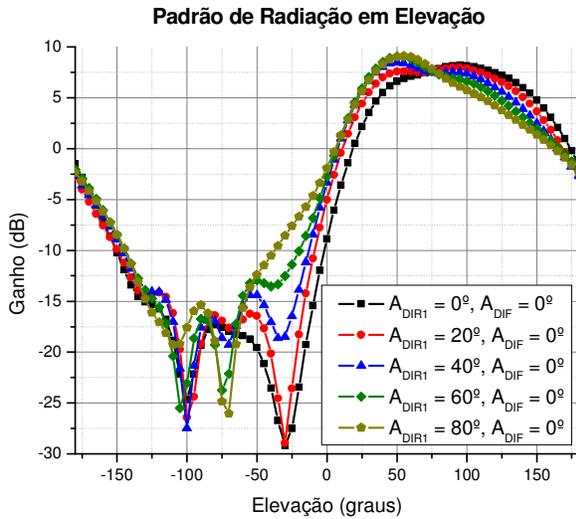


Figura 5.17: Análise da antena Y3D em função de H .

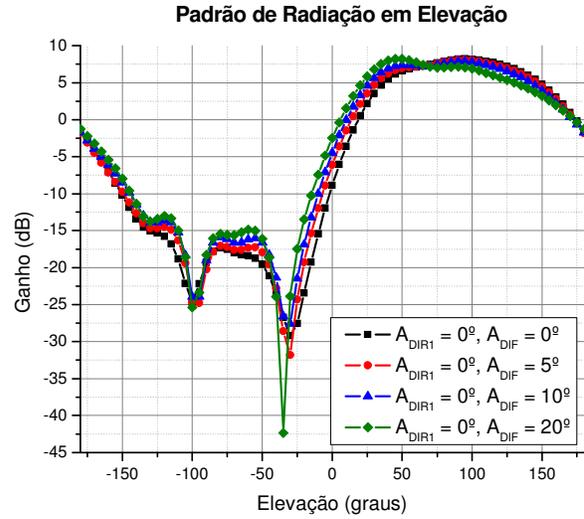
5.2.10 Inclinação dos diretores (A_{DIR1} e A_{DIF})

A inclinação dos diretores em relação ao *driver* é o principal fator responsável por gerar uma assimetria no padrão de radiação em elevação. O seu comportamento é apresentado na Fig. 5.18. Quando os diretores são inclinados juntos para baixo, uma assimetria no padrão de radiação em elevação é gerada e o ganho máximo é aumentado e deslocado para baixo, como visto na Fig. 5.18(a). No entanto, com isso a antena também radia mais para baixo da aeronave, já que ocorre um alargamento do lóbulo principal de radiação. A inclinação progressiva dos diretores em relação ao *driver* (diretores mais distantes com uma maior inclinação) produz um efeito interessante e talvez o mais inovador desta antena, pois também gera uma assimetria no padrão de radiação deslocando e aumentando seu ganho máximo, mas ao mesmo tempo mantém a radiação para baixo da aeronave em níveis próximos de -15 dB. A Fig. 5.18 mostra este comportamento, onde A_{DIR1} é a inclinação do primeiro diretor em relação ao *driver*, e A_{DIF} é a inclinação adicional progressiva de cada diretor em relação à inclinação do anterior. Partindo de diretores na horizontal ($A_{DIR1} = 0^\circ$), esse efeito já é significativo como visto na Fig. 5.18(b). Com uma inclinação maior desde o primeiro diretor ($A_{DIR1} = 20^\circ$) o efeito fica mais pronunciado (Fig.

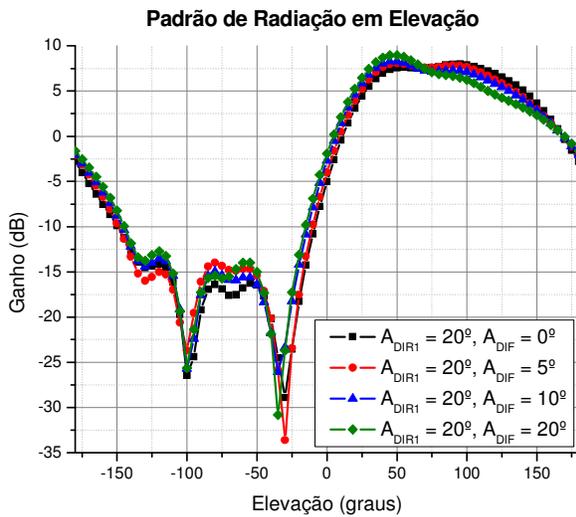
5.18(c)). A perda de retorno não sofre grandes alterações, como mostrado na Fig. 5.18(d) para os casos com maiores e menores inclinações.



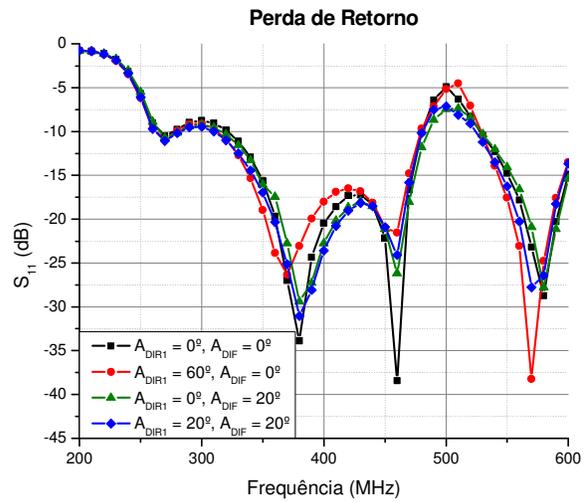
(a) Padrão de radiação em elevação em 400 MHz com $A_{DIF} = 0^\circ$.



(b) Padrão de radiação em elevação em 400 MHz com $A_{DIR1} = 0^\circ$.



(c) Padrão de radiação em elevação em 400 MHz com $A_{DIR1} = 20^\circ$.



(d) Perda de retorno.

Figura 5.18: Análise da antena Y3D em função da inclinação dos diretores.

5.3 Antena Y3D Otimizada

Esta seção apresenta uma antena Y3D obtida por meio da otimização dos parâmetros de projeto anteriormente descritos e analisados. Com isso, chegou-se a uma antena operante na banda P com grande largura de banda, alto ganho e um padrão de radiação em elevação diretivo e assimétrico, com radiação mínima para baixo da aeronave. Esta última característica permite o uso simultâneo de duas antenas, uma em cada lado da aeronave, já que haverá pouco acoplamento entre elas. Desta forma, duas faixas da superfície terrestres poderão ser varridas ao mesmo tempo pelo sistema SAR aerotransportado, diminuindo consideravelmente os custos operacionais. Portanto, a antena Y3D aqui proposta se mostrou muito adequada para uso em sistemas SAR aerotransportados, e possui características inovadoras. A Fig. 5.19 mostra a antena final.

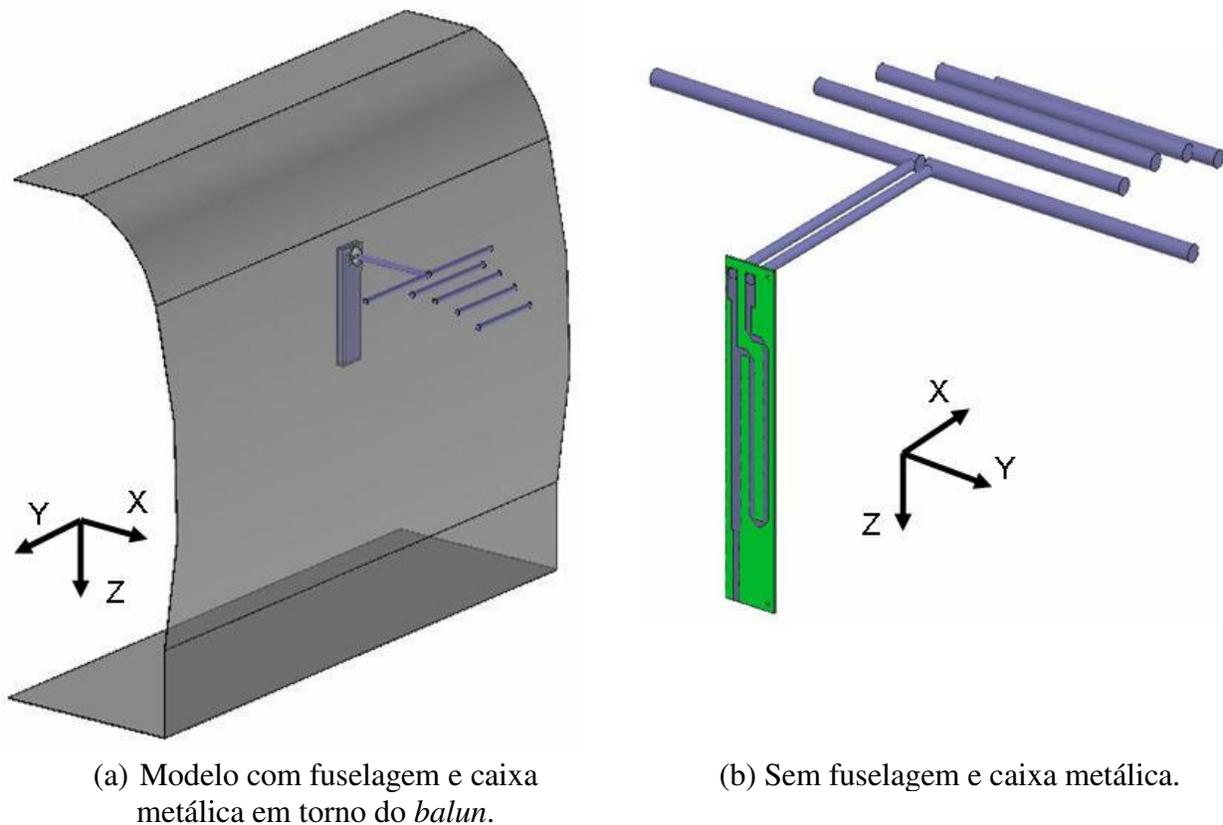


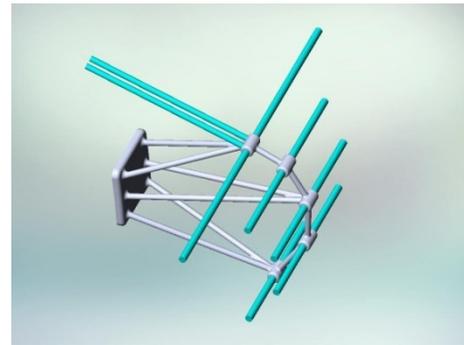
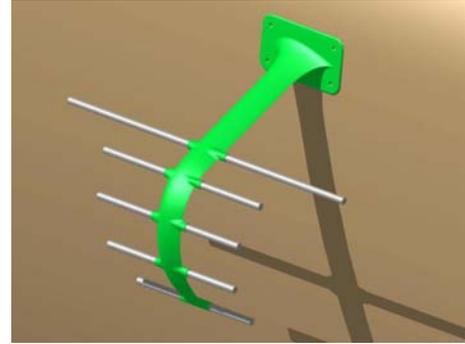
Figura 5.19: Antena Y3D final.

Um protótipo desta nova antena foi construído. Todas as dimensões e detalhes de construção da antena são descritos no Apêndice II. Para suporte dos diretores foi usada uma solução provisória com pedaços de madeira, para não interferir na radiação da antena (Fig. 5.20(a)). Uma armação de material com as mesmas características elétricas do ar, como alguns materiais compostos (também chamados compósito ou *honeycomb*) [56], poderia ser construída como solução definitiva, como ilustrado nas Fig. 5.20(b). O balun construído, já instalado na caixa metálica para contê-lo pode ser visto na Fig. 5.20(c). As alças de metal servem para fixação internamente na fuselagem.

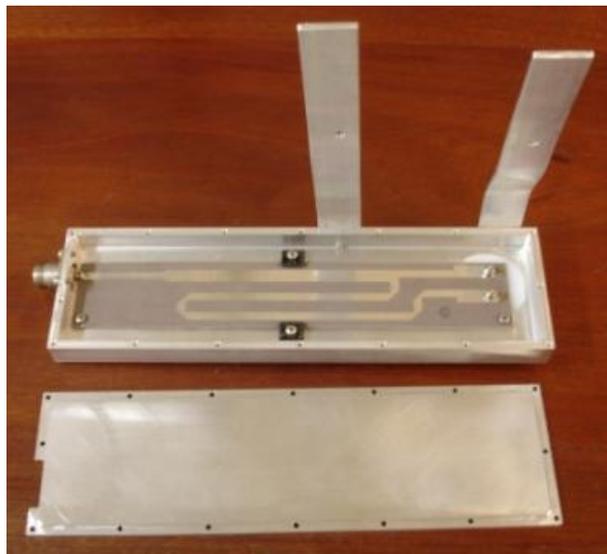
A Fig. 5.21 mostra as curvas de perda de retorno simulada e medida da antena Y3D, além das curvas de impedância simulada. Uma largura de banda de 37,5% centrada em 400 MHz foi obtida via simulação. Foi necessário ajustar o parâmetro S_{LINHA} do protótipo para a obtenção de uma perda de retorno com largura de banda equivalente. Para que isso fosse realizado sem alterar as dimensões do *balun*, foi construído o par de peças de alumínio mostrado na Fig. 5.22. Com $S_{LINHA} = 2,12$ mm obteve-se uma largura de banda de 47% centrada em 425 MHz.



(a) Protótipo construído com pedaços de madeira para suportar os diretores.



(b) Possíveis armações de *honeycomb* para suportar os diretores da antena.



(c) *Balun* e caixa metálica.

Figura 5.20: Protótipo da antena Y3D.

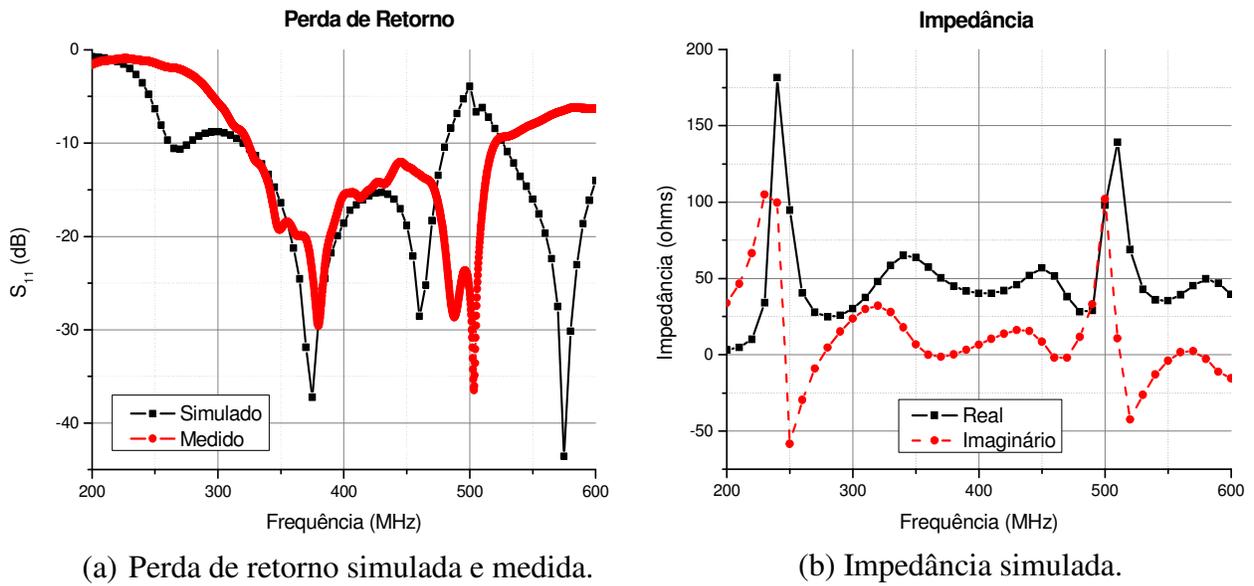
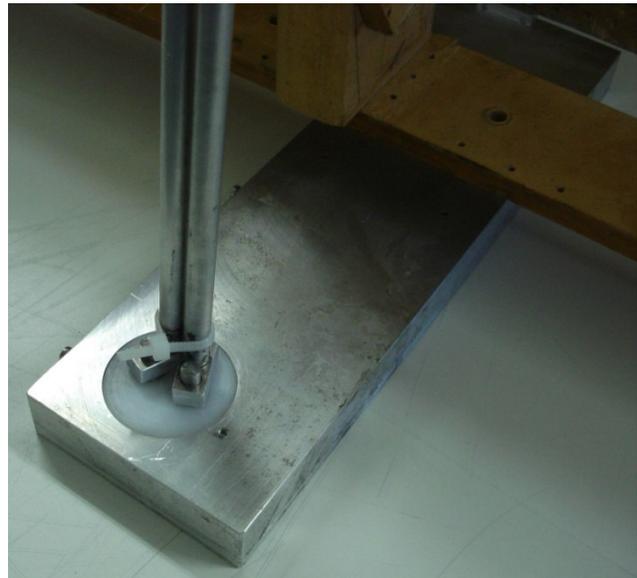


Figura 5.21: Resultados da antena Y3D final.



(a) Par de peças.



(b) Peças posicionadas entre as saídas do *balun* e tubos de alimentação do *driver* (sem fuselagem).

Figura 5.22: Par de peças de alumínio para ligar as saídas do *balun* aos tubos de alimentação do *driver* e permitir um ajuste de S_{LINHA} sem alterar as dimensões do *balun*.

Para evitar problemas de interferência eletromagnética registrados anteriormente, o padrão de radiação do protótipo foi medido no enlace de microondas do Laboratório de Integração e Testes (LIT), do Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE), em São José dos Campos – SP [57]. A antena medida foi colocada numa câmara anecóica semi-aberta, o que garante poucas reflexões de sinal sobre ela. A antena transmissora foi uma log-periódica de referência, posicionada fora da câmara semi-anecóica no alto de uma torre, numa linha de visada direta e horizontal com a antena sob medida.

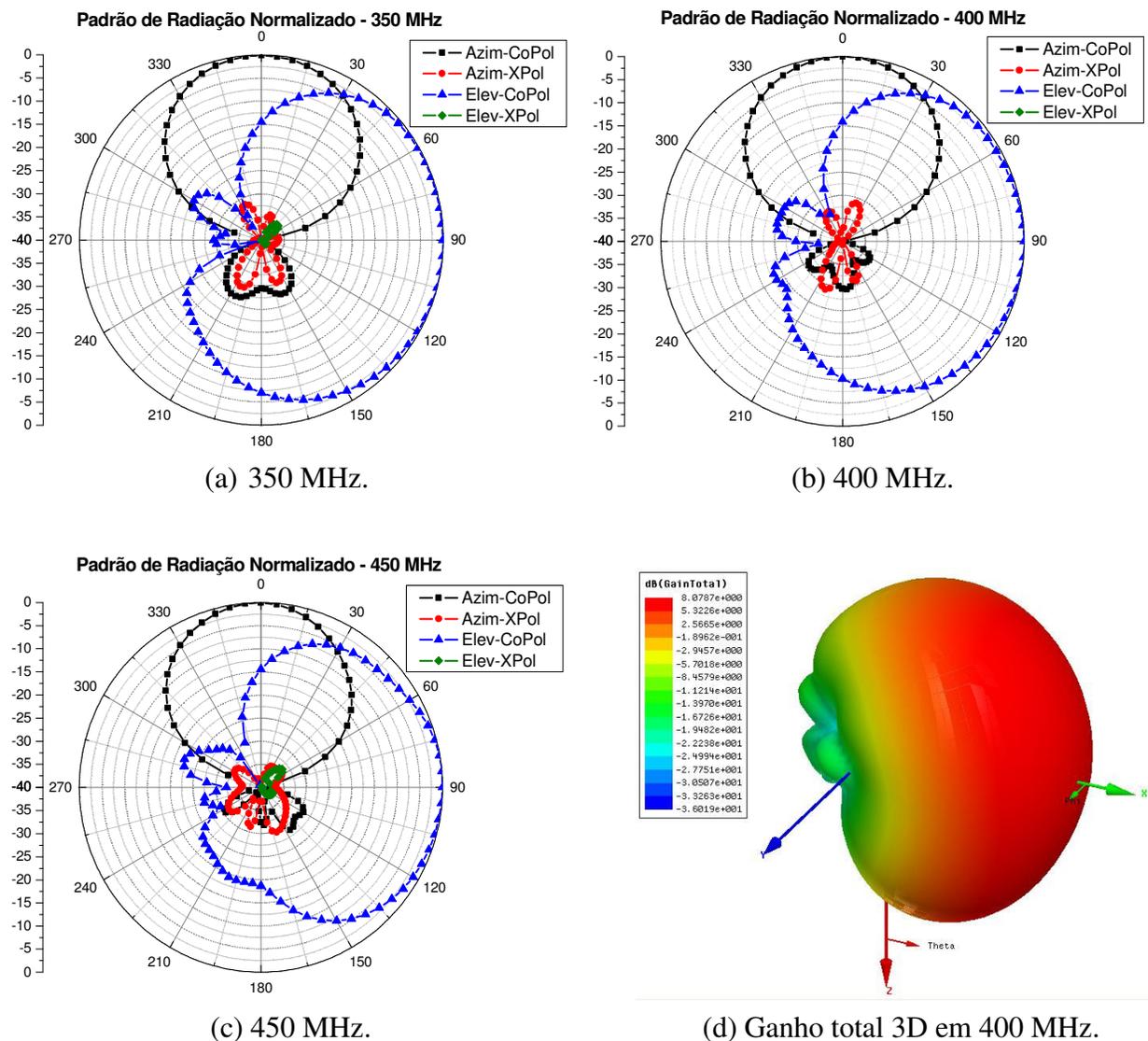


Figura 5.23: Padrão de radiação simulado da antena Y3D otimizada.

O padrão de radiação obtido com simulação é apresentado na Fig. 5.23, enquanto o padrão de radiação normalizado medido está na Fig. 5.24. Do primeiro, nota-se o baixo nível de polarização cruzada e a permanência do padrão *end-fire* de radiação e polarização linear horizontal. As medidas apresentam um nível de lóbulos laterais semelhante ao das curvas simuladas, mas a queda do ganho entre 50° e -50° tem uma inclinação menor. Apesar do enlace do LIT ser muito mais imune a interferências na banda P que o do LAPCOM, há muitas transmissões nessa faixa de frequências no campus do INPE. Logo, alguma interferência pode ainda estar presente nas curvas medidas.

A Fig. 5.25(a) mostra as curvas de rejeição entre as faixas 20° a 70° e -20° a -70° no padrão de radiação em elevação. Com os valores de simulação finalmente a especificação de projeto de uma rejeição maior ou igual a 20 dB entre as faixas 20° a 70° e -20° a -70° foi atendida. E isso ocorre em praticamente toda a faixa em frequência de interesse para o sistema SAR (350 a 450 MHz). Os valores medidos resultam em curvas de rejeição piores, mas com formatos semelhantes. Com frequências menores o nível de 20 dB de rejeição é atingido em ângulos maiores. Isso se deve à menor inclinação na queda do valor de ganho entre 50° e -50° .

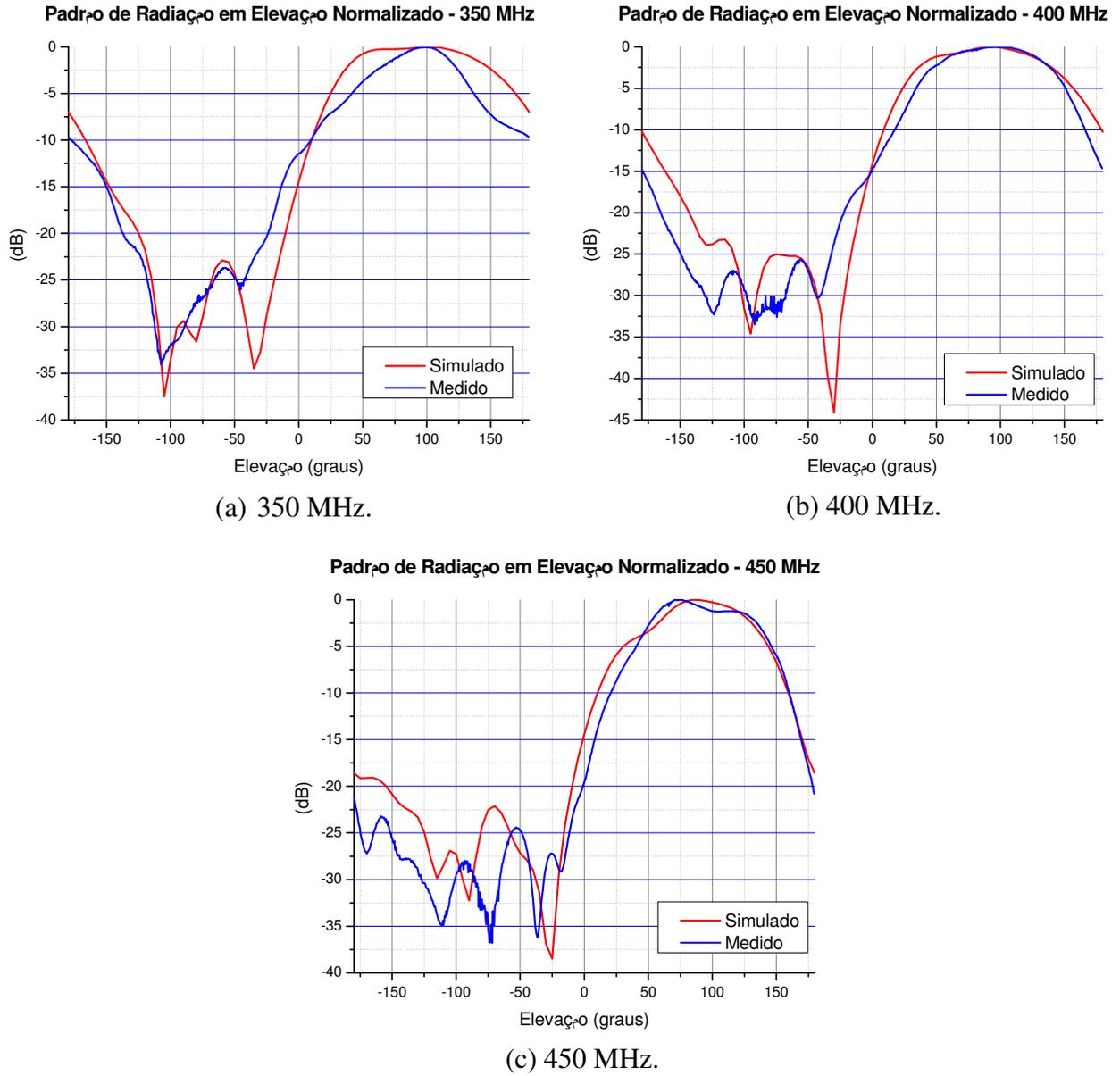


Figura 5.24: Padrão de radiação normalizado medido e simulado da antena Y3D otimizada.

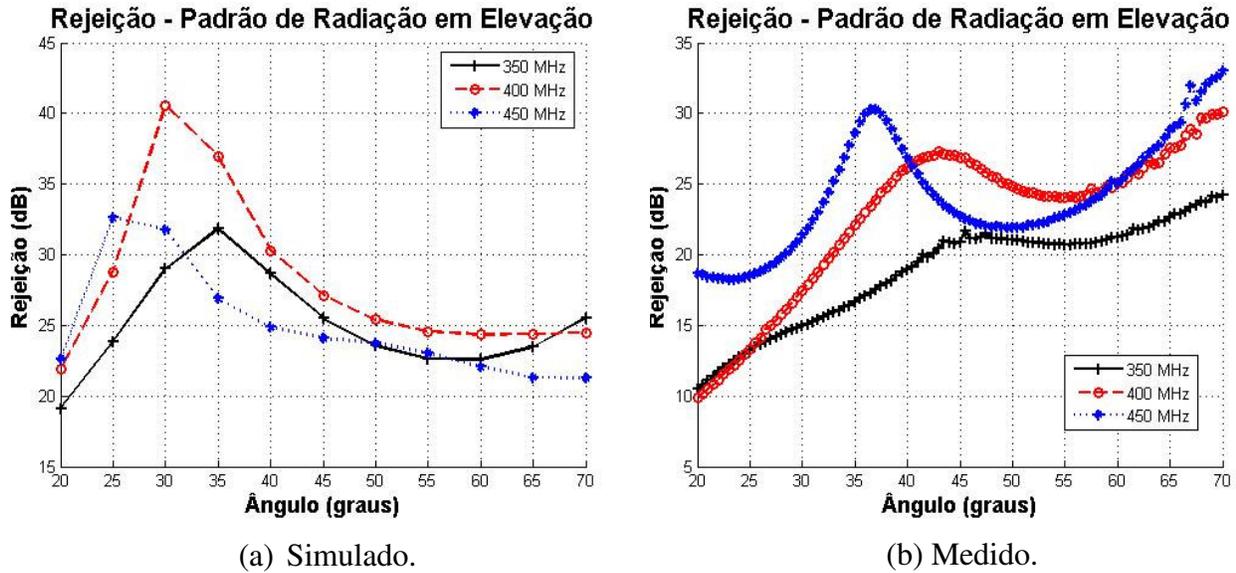


Figura 5.25: Curvas de rejeição entre as faixas 20° a 70° e -20° a -70° no padrão de radiação em elevação da antena Y3D.

Como comentado anteriormente, a grande rejeição entre as faixas 20° a 70° e -20° a -70° do padrão de radiação em elevação simulado em toda a banda do sistema SAR especificado permite o uso simultâneo de duas antenas, uma em cada lado da aeronave, para a varredura de duas faixas da superfície terrestres simultaneamente, o que pode diminuir consideravelmente os custos operacionais.

A Fig. 5.26 mostra a curva simulada de ganho em função da frequência para a antena Y3D final. O ganho aumenta com a frequência, com uma variação de 1,8 dB entre 350 e 450 MHz.

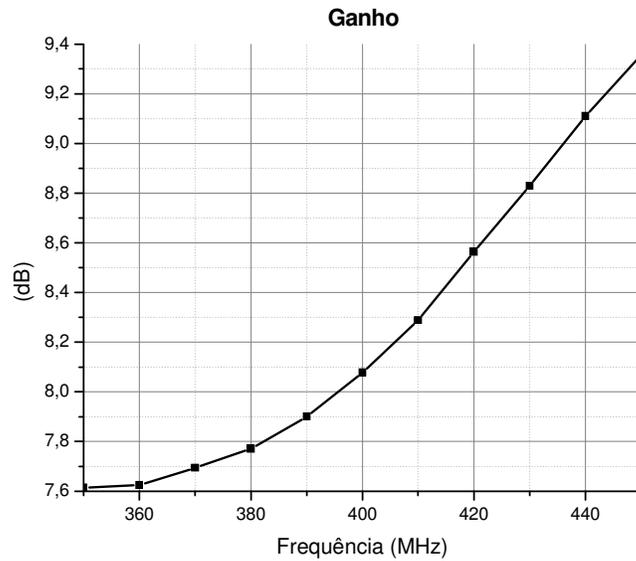
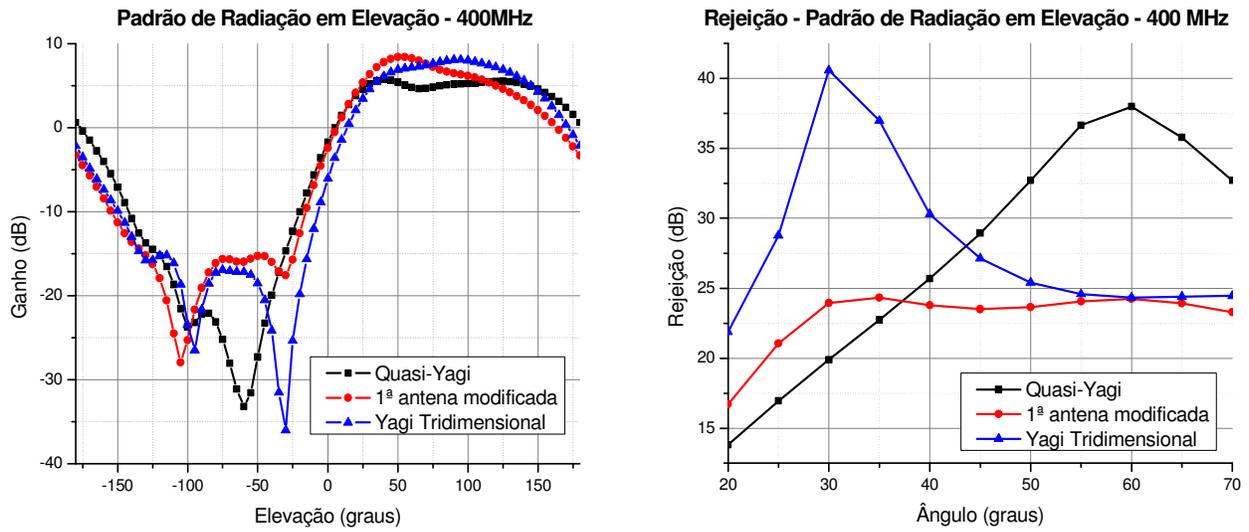


Figura 5.26: Ganho simulação da antena Y3D em função da frequência.

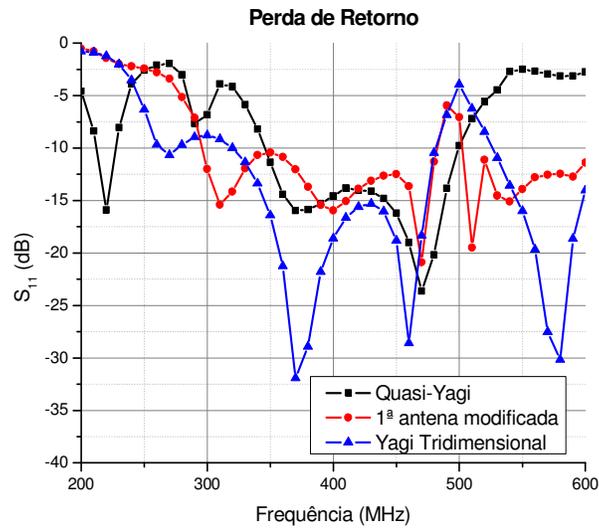
Em relação à capacidade de potência transmitida, o dielétrico escolhido para substrato do *balun* tem uma alta tensão elétrica de ruptura. Como as correntes elétricas não serão altas, isso garante que a estrutura suporta potências maiores, provavelmente até mais que 4 kW pico.

Portanto segundo simulações, conclui-se que a Y3D atende a todas as especificações do sistema SAR considerado. A Fig. 5.27 apresenta os principais resultados de simulação das três antenas consideradas com o modelo de fuselagem: QY, 1ª antena modificada e Y3D. Nota-se uma melhora progressiva na banda em perda de retorno e na curva de rejeição obtida do padrão de radiação em elevação com a Eq. 4.1. A 1ª antena Yagi modificada apresenta um ganho um pouco maior que a antena final, mas o padrão de radiação em elevação é menos diretivo e mais radiação ilumina a região sob a aeronave.



(a) Padrão de radiação em elevação.

(b) Curva de rejeição.



(c) Perda de retorno.

Figura 5.27: Desempenho das 3 antenas analisadas com o modelo de fuselagem.

Capítulo 6

Conclusões

Este trabalho apresentou o desenvolvimento de uma nova antena do tipo Yagi operante na banda P para uso em SAR aerotransportado. A sua idealização foi baseada em otimizações para o atendimento de requisitos eletromagnéticos, mecânicos e aerodinâmicos. A antena proposta satisfaz as especificações de projeto e por isso pode ser muito útil para o sensoriamento remoto de regiões de floresta, permitindo o mapeamento do solo subjacente.

Partindo da tradicional antena YU e de uma derivação sua mais recente, a antena QY, várias modificações foram sugeridas e testadas através de simulações e protótipos. A fuselagem da aeronave, que exerce um grande efeito sobre a radiação de uma antena fixada externamente, foi considerada e os parâmetros da antena foram otimizados. O principal objetivo foi a obtenção de uma antena que atendesse os requisitos de um sistema SAR especificado. O maior desafio foi sempre modelar o padrão de radiação, de modo que pouca radiação fosse emitida para baixo da aeronave (direção Nadir). Esta característica possibilita o uso de duas antenas simultaneamente, uma de cada lado da aeronave, o que pode diminuir consideravelmente os custos operacionais do sistema e, conseqüentemente, aumentar significativamente o lucro das empresas que prestam este serviço.

A antena Y3D resultante é constituída de um *balun* de microfita semelhante ao de uma QY posicionado internamente à aeronave, e de um *driver* e diretores externos, que são cilindros de metal semelhantes aos da antena YU. Seus parâmetros de projeto apresentaram claros efeitos sobre as características elétricas e de radiação da antena. Este comportamento se mostrou muito útil para ajustar as características da antena. A altura da antena na fuselagem, a distância entre esta e o *driver*, o número de diretores e as suas inclinações com respeito ao *driver* são os parâmetros de maior impacto sobre o ganho e o padrão de radiação. Já o comprimento e o diâmetro dos dipolos (*driver* e diretores), além da distância entre eles, são fundamentais para o ajuste da impedância de entrada da antena. O uso de diretores em diferentes planos é uma das características mais inovadoras da antena Y3D, que foi a principal reivindicação de um pedido de

patente (INPI, Pat Req 0000220803828818). O processo para este pedido impediu um maior número de publicações sobre o assunto, o que poderá ser feito em breve.

As comparações entre as predições obtidas pelas simulações e os experimentos foram na maioria dos casos satisfatórias. Contudo, o uso de diferentes camadas de substrato coladas muito provavelmente foi o responsável pela curva de perda de retorno medida da primeira antena Yagi modificada.

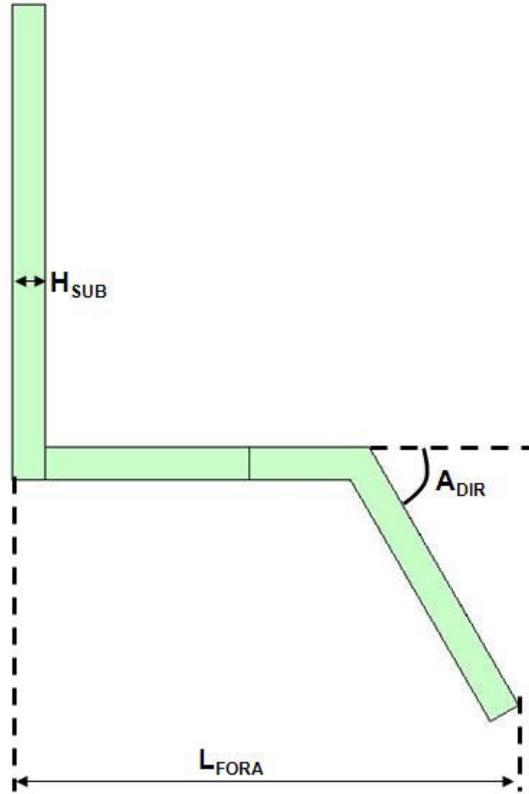
As medidas no enlace de microondas do LAPCOM resultaram em padrões de radiação menos diretivos que os simulados. Isto aconteceu pois, apesar de existir uma linha de visada direta entre as antenas transmissora e receptora no enlace, os prédios, árvores e um container de metal presentes nas proximidades podem ter gerado muitas reflexões dos sinais, distorcendo as características medidas dos protótipos. Já as medidas de padrão de radiação da antena Y3D otimizada feitas no enlace do LIT resultaram em curvas com baixos lóbulos laterais e bem mais semelhantes às obtidas via simulação.

Como continuação deste trabalho sugere-se as seguintes diretrizes: medidas dos padrões de radiação em câmeras anecóicas e fabricação de um protótipo da antena Y3D com uma melhor conexão entre as saídas do *balun* e os tubos de alimentação do *driver*.

Além destes, um outro possível trabalho futuro seria o desenvolvimento de mecanismos para ajustar os principais parâmetros de projeto da antena Y3D durante um vôo de mapeamento, o que poderia permitir ajustes automáticos do desempenho da antena. Apenas o ajuste da inclinação dos diretores já possibilitaria uma grande variação do direcionamento da radiação. Estes mecanismos, no entanto, deveriam ser feitos com materiais compostos, de modo a não prejudicar as características de radiação da antena.

Um estudo mais amplo do posicionamento dos diretores da antena Y3D, incluindo posições fora do plano perpendicular à direção de vôo da aeronave, seria uma outra possível investigação futura. A rotação dos diretores também poderia ser analisada, já que possivelmente pode gerar outras polarizações.

Diante dos resultados obtidos e dos possíveis desenvolvimentos adicionais, conclui-se que a antena Y3D pode ser muito útil para sistemas SAR operantes na banda P. A sua relevância também se estende a outras faixas de frequências e a outras aplicações.



(c) Vista lateral.

Figura I.1: Primeira antena Yagi modificada com seus parâmetros de projeto.

Tabela I.1: Parâmetros de projeto da primeira antena Yagi modificada.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
W_{SUB}	592,201 mm	W_L	16,230 mm
B_{CPS}	51,042 mm	W_T	7,207 mm
B_{DRI}	51,042 mm	L_F	57,672 mm
B_{DRIDIR}	51,042 mm	L_T	76,896 mm
S_{REF}	165,000 mm	L_{B1}	151,810 mm
S_H	136,200 mm	W_{B1}	30,645 mm
S_{CPS}	7,661 mm	W_{B2}	15,323 mm
W_{LIN}	7,661 mm	L_{B2}	144,140 mm
W_{DRI}	16,230 mm	L_{B3}	30,361 mm

Um Novo Tipo de Antena para Radar Aerotransportado: Yagi Tridimensional

L_{DRI}	173,090 mm	L_{CPS}	185,570 mm
S_{DIR1}	41,600 mm	W_{B4}	15,323 mm
W_{DIR1}	16,230 mm	L_{TERRA}	248,604 mm
L_{DIR1}	171,952 mm	H_{SUB}	18,192 mm
S_{DIR2}	41,600 mm	L_{FORA}	325,352 mm
W_{DIR2}	16,230 mm	A_{DIR}	60°
L_{DIR2}	41,600 mm		

Apêndice II

Dimensões da Antena Yagi Tridimensional

As Figs. II.1 e II.2 mostram as dimensões do *balun* da antena Y3D, cujos valores são apresentados na Tab. II.1. As medidas da caixa metálica para envolver o *balun* são dadas nas Figs. II.3 e II.4, e seus valores na Tab. II.2. Já a Fig. II.5 mostra diferentes vistas do *balun* posicionado dentro da caixa. Finalmente, a Fig. II.6 apresenta as medidas da parte radiante da antena, cujos valores estão na Tab. II.3.

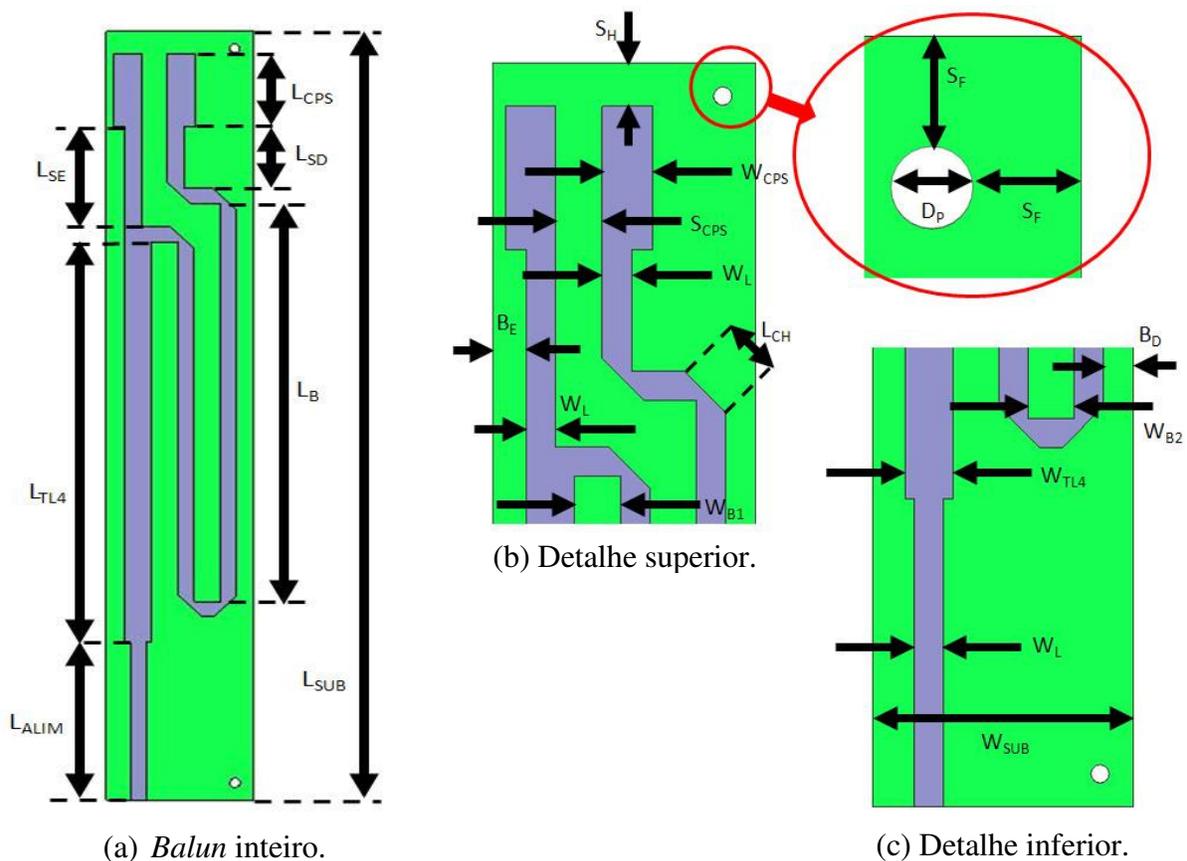


Figura II.1: Vista anterior do *balun* da antena Y3D com seus parâmetros de projeto. Todos os chanfros são a 45° e têm o mesmo comprimento.

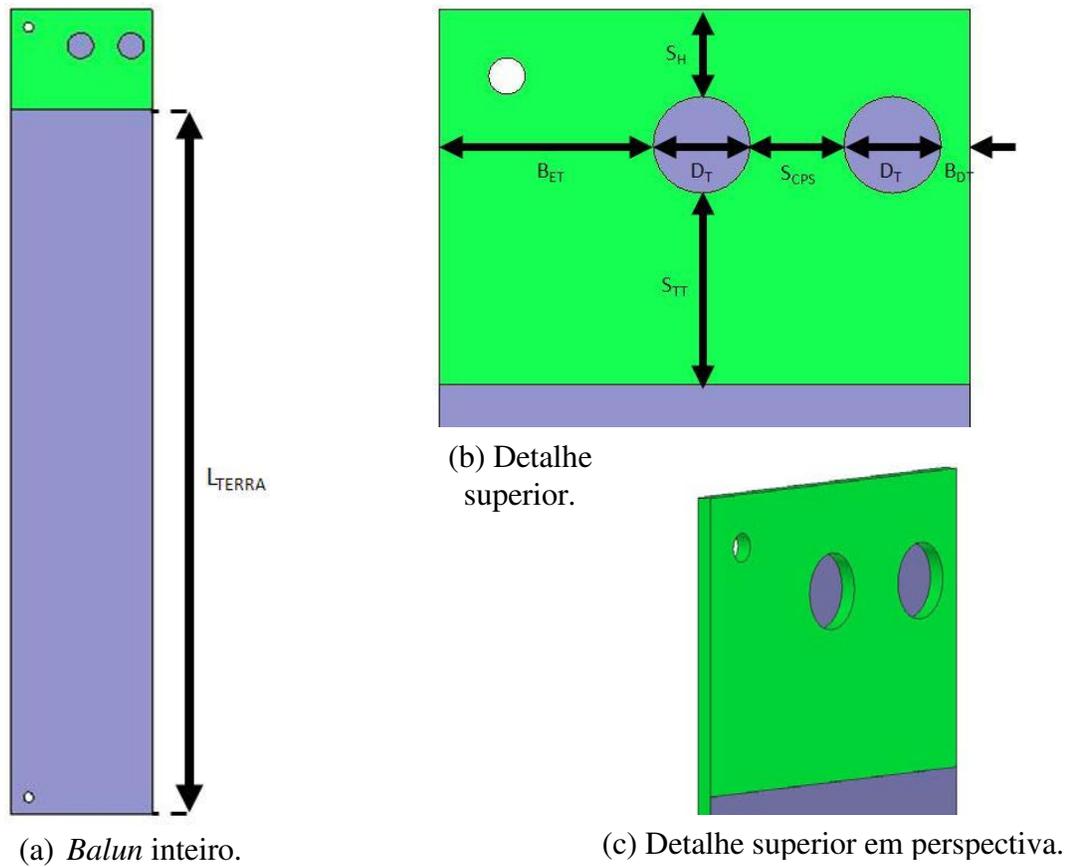


Figura II.2: Vista posterior do *balun* da antena Y3D com seus parâmetros de projeto.

Tabela II.1: Parâmetros de projeto do *balun* da antena Y3D.

Parâmetro	Valor (mm)	Parâmetro	Valor (mm)
L_{SUB}	249,182	W_{SUB}	43,43
L_{ALIM}	51	W_L	4,852
L_{TL4}	130	W_{CPS}	8,35
L_B	129,226	W_{TL4}	7,905
L_{SE}	32,513	W_{B1}	7,661
L_{SD}	20	W_{B2}	7,661
L_{CPS}	23,644	B_E	5,499
L_{TERRA}	218,365	B_D	5

L_{CH}	9,704	B_{ET}	17,478
S_H	7,173	B_{DT}	2,411
S_{CPS}	7,661	D_P	3
S_F	4	D_T	7,94
S_{TT}	15,704		

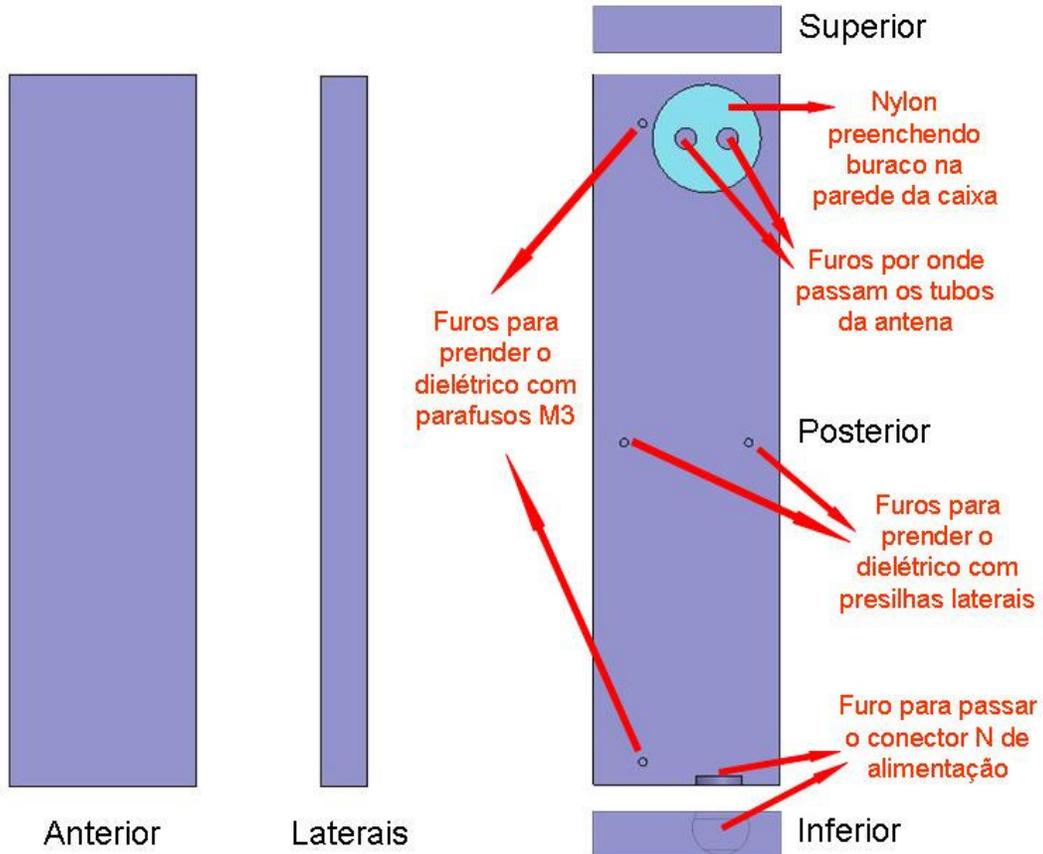


Figura II.3: Caixa metálica para conter o *balun* da antena Y3D, em diversas vistas. Paredes de 3 mm de espessura.

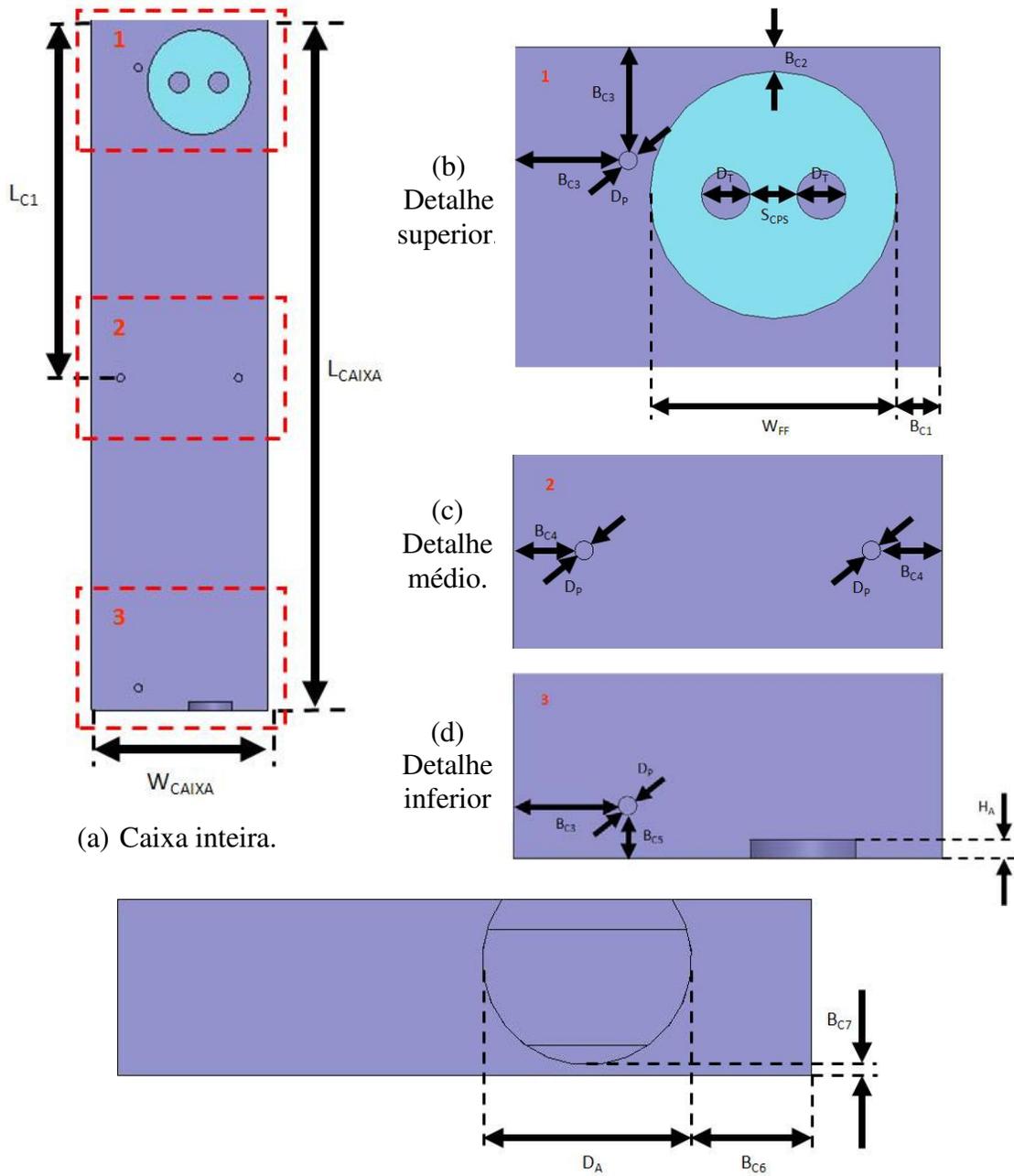


Figura II.4: Parâmetros de projeto da caixa metálica para conter o *balun* da antena Y3D. Vista posterior.

Tabela II.2: Parâmetros de projeto da caixa metálica para envolver o *balun* da antena Y3D.

Parâmetro	Valor (mm)	Parâmetro	Valor (mm)
L_{CAIXA}	265,183	B_{C6}	11,976
W_{CAIXA}	69,43	B_{C7}	1,01
L_{C1}	137,591	D_T	7,94
B_{C1}	6,955	D_P	3
B_{C2}	3,917	D_A	20,95
B_{C3}	17	S_{CPS}	7,661
B_{C4}	10	W_{FF}	40,453
B_{C5}	7	H_A	3

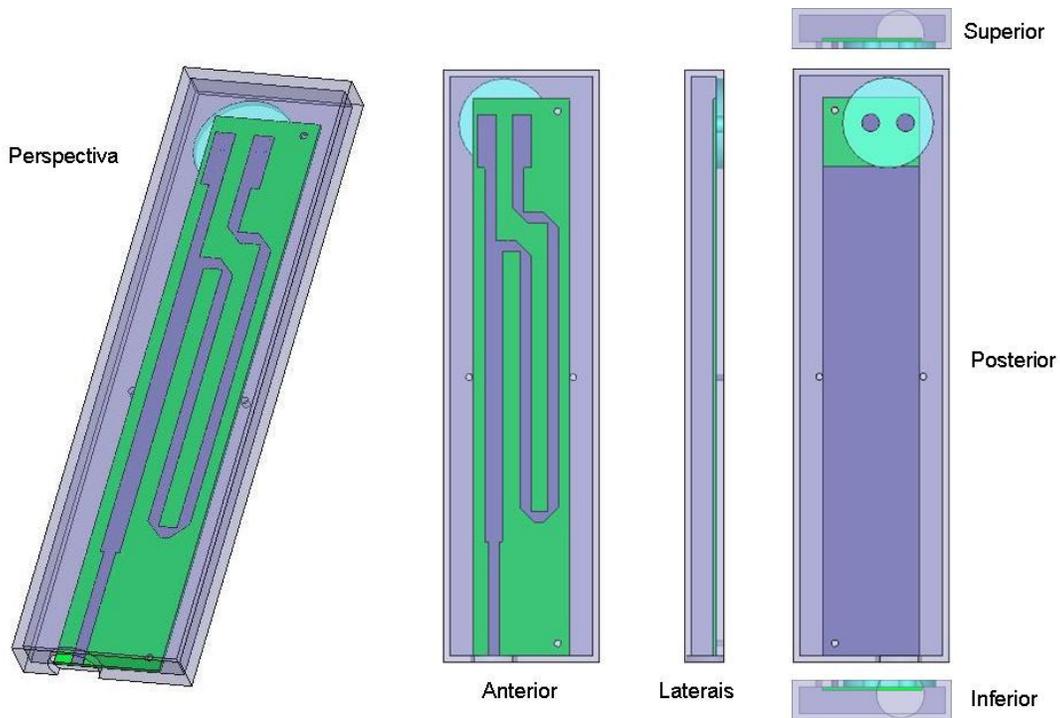
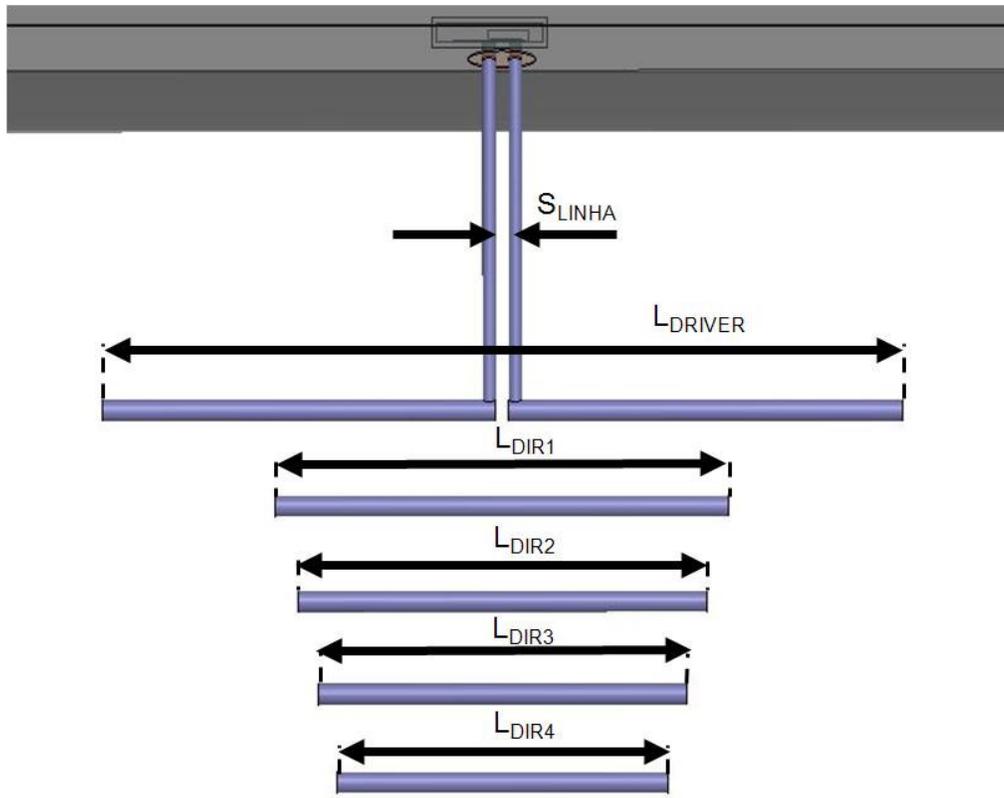
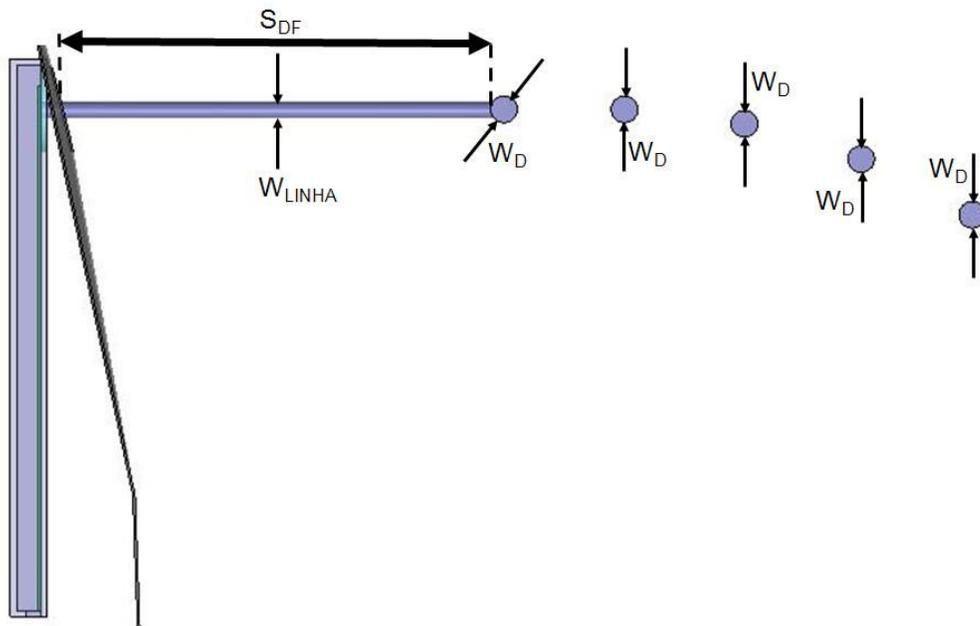


Figura II.5: Diferentes vistas do *balun* posicionado dentro da caixa metálica.

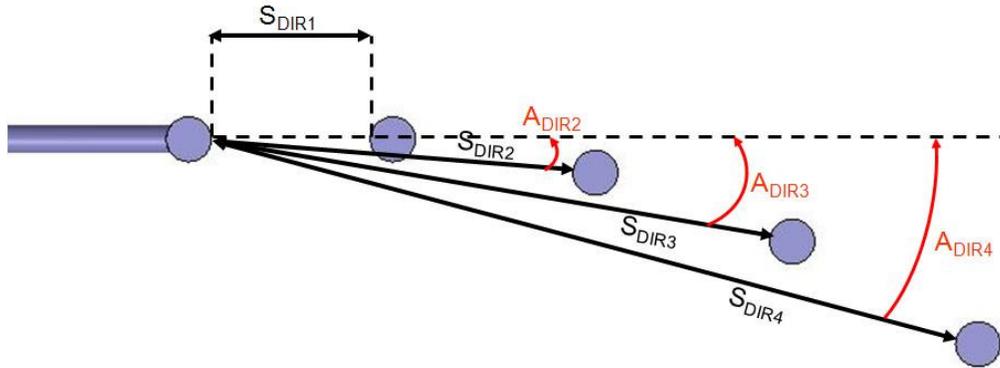


(a) Vista superior.

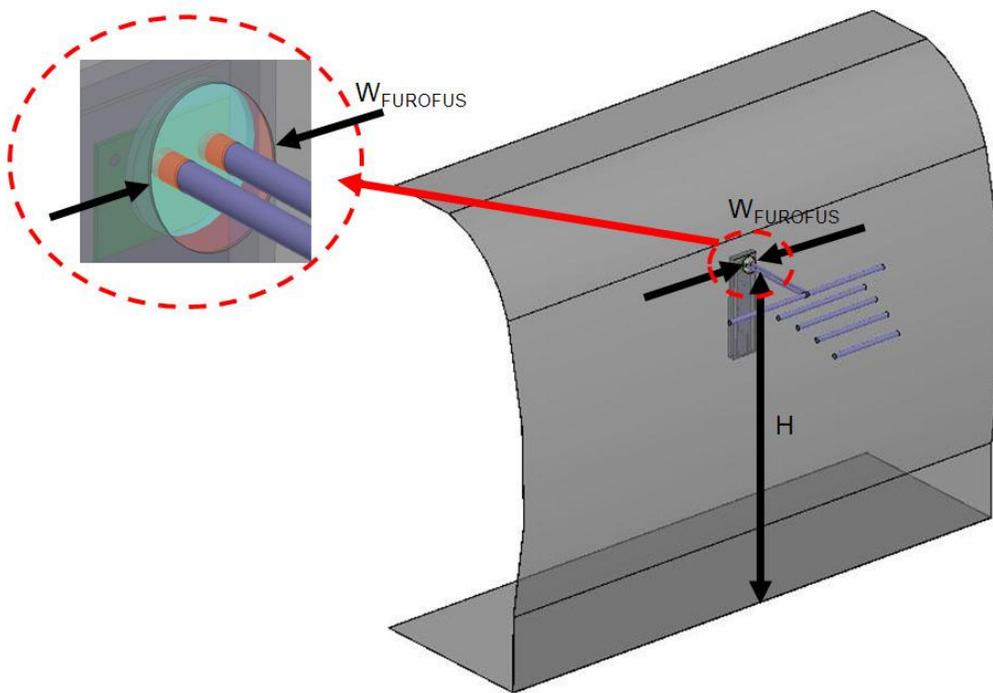


(b) Vista lateral.

Continua na próxima página.



(c) Vista lateral com inclinações dos diretores.



(d) Posição no modelo de fuselagem.

Figura II.6: Parâmetros de projeto da antena Y3D.

Tabela II.3: Parâmetros de projeto da parte radiante da antena Y3D.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
S_{LINHA}	7,661 mm*	S_{DIR1}	44,657 mm
L_{DRIVER}	413 mm	S_{DIR2}	101,908 mm
L_{DIR1}	271,894 mm	S_{DIR3}	158,930 mm
L_{DIR2}	244,705 mm	S_{DIR4}	215,663 mm
L_{DIR3}	220,235 mm	A_{DIR2}	5°
L_{DIR4}	198,211 mm	A_{DIR3}	10°
S_{DF}	203,5 mm	A_{DIR4}	15°
W_{LINHA}	7,94 mm	H	900 mm
W_D	12,7 mm	$W_{FUROFUS}$	40,453 mm

* Valor ajustado posteriormente para 2,12 mm através do par de peças mostrado na Fig. 5.22.

Referências Bibliográficas

- [1] Rosen, P. A.; Hensley, S.; Joughin, I. R.; et al (2000). Synthetic Aperture Radar Interferometry, *Proceedings of the IEEE*, vol. 88, nº 3, pp. 333-382.
- [2] Moreira, J.; Schwäbisch, M.; Wimmer, C.; et al (2001). Surface and Ground Topography Determination in Tropical Rainforest Areas Using Airborne Interferometric SAR, *Photogrammetric Week 01*, pp. 167-173.
- [3] Bonadiman, M. (2004). *Rede de Antenas de Microfita para Radar de Abertura Sintética Aerotransportado*, dissertação de mestrado, ITA – São José dos Campos.
- [4] Limbach, M.; Gabler, B.; Scheiber, R.; et al (2002). Design of an Airborne Dual-Polarized Triple Stacked patch Antenna for Broadband SAR Applications in P-Band, *25th ESA Antenna Workshop on Satellite Antenna Technology*.
- [5] Qian, Y.; Deal, W. R.; Kaneda, N.; Itoh, T. (1998). Microstrip fed quasi-Yagi antenna with broadband characteristics, *Electron Lett.*, vol. 34, nº 23 pp. 2194-2196.
- [6] Sor, J. (2000). *Analysis of the Quasi-Yagi Antenna for Phased-Array Applications*, dissertação de mestrado, University of California – Los Angeles.
- [7] Balanis, C. A. (2005); *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd ed., John Wiley & Sons.
- [8] Canada Centre for Remote Sensing (CCRS), *Fundamentals of Remote Sensing*, http://ccrs.nrcan.gc.ca/resource/tutor/fundam/index_e.php, acessado em 08/07/08.
- [9] Ferretti, A.; Monti-Guarnieri, A.; Prati, C.; Rocca, F (1998). Multi-image DEM Reconstruction, *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS) Proceedings*, vol. 3, pp. 1367-1369.
- [10] Santos, J. R.; Neeff, T.; Dutra, L. V.; Gama, F. F.; Mura, J. C.; Freitas, C. C. (2006). SAR interferometric approaches for the analysis of structural forest parameters: state of the art and perspectives for Brazilian studies, *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS) Proceedings*, pp. 2201-2204.
- [11] Material de divulgação da Orbisat da Amazônia SA, www.orbisat.com.br, acessado em 08/07/08.
- [12] SIVAM, <http://www.sivam.gov.br>, acessado em 08/07/08.
- [13] E-SAR, http://www.dlr.de/hr/en/desktopdefault.aspx/tabid-2326/3776_read-5679, acessado em 08/07/08.

- [14] Christensen, E. L.; Dall, J. (2002). EMISAR: A dual-frequency, polarimetric airborne SAR. *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS) Proceedings*, vol. 3, pp. 1711-1713.
- [15] C/X-SAR, http://ccrs.nrcan.gc.ca/radar/airborne/cxsar/index_e.php, acessado em 08/07/08.
- [16] AIRSAR, <http://southport.jpl.nasa.gov/desc/AIRSdesc.html>, acessado em 08/07/08.
- [17] Rombach, M.; Moreira, J. (2003). Description and Applications of the multipolarized dual band OrbiSAR-1 InSAR sensor, *Proceedings of the International Radar Conference*, pp. 245-250.
- [18] OrbiSAR, <http://www.orbisat.com.br/html/interna.php?chave=tecnologia>, acessado em 10/07/08.
- [19] SEASAT, <http://www.jpl.nasa.gov/missions/missiondetails.cfm?mission=Seasat>, acessado em 08/07/08.
- [20] JERS-1, <http://www.eorc.jaxa.jp/JERS-1/index.html>, acessado em 08/07/08.
- [21] ALOS, <http://www.eorc.jaxa.jp/ALOS/index.htm>, acessado em 08/07/08.
- [22] ENVISAT, http://www.esa.int/esaEO/SEMWYN2VQUD_index_0_m.html, acessado em 08/07/08.
- [23] ERS, http://www.esa.int/esaEO/SEMGWH2VQUD_index_0_m.html, acessado em 08/07/08.
- [24] RADARSAT-2, <http://www.space.gc.ca/asc/eng/satellites/radarsat2/default.asp>, acessado em 08/07/08.
- [25] Capovilla, C. E. (2004). *Antenas planares aplicadas às comunicações móveis de últimas gerações utilizando elementos Quasi-Yagi*, dissertação de mestrado, Universidade Estadual de Campinas – Campinas.
- [26] Uda, S. (1926). Wireless Beam of Short Electric Waves, *J. IEE (Japão)*, pp. 273-282.
- [27] Yagi, H. (1928). Beam Transmission of Ultra Short Waves, *Proceedings of the IEEE*, vol. 16, nº 6, pp. 715-741.
- [28] Yagi, H. (1997). Beam Transmission of Ultra Short Waves, *Proceedings of the IEEE*, vol. 85, nº 11, pp. 1864-1874.
- [29] Thiele, G. A. (1969). Analysis of Yagi-Uda-Type Antennas, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. Ap-17, nº 1, pp. 24-31.

- [30] Modaresi, M. (2005). *Design and Fabrication of a High-gain Microstrip-fed Yagi-Uda Antenna*, dissertação de mestrado, Royal Institute of Technology – Stockholm.
- [31] Kuwahara, Y. (2005). Multiobjective Optimization Design of Yagi–Uda Antenna, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, n° 6, pp. 1984-1992.
- [32] Grajek, P. R.; Schoenlinner, B.; Rebeiz, G. M. (2004). A 24-GHz High-Gain Yagi–Uda Antenna Array, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, n° 5, pp. 1257-1261.
- [33] Elliott, R. S. (2003). *Antenna Theory and Design*, revised ed., John Wiley & Sons.
- [34] Viezbicke, P. P. (1968). Yagi Antenna Design, NBS Technical Note 688, U.S. Department of Commerce / National Bureau of Standards.
- [35] CST Microwave Studio 2008, www.cst.com, acessado em 08/07/08.
- [36] Fibraer Indústria Aeronáutica Ltda, www.fibraer.com.br, acessado em 08/08/08.
- [37] Lohn, J. D; Kraus, W. F.; Linden, D. S; Colombano, S. P. (2001). Evolutionary Optimization of Yagi-Uda Antennas, *Proceedings of the Fourth International Conference on Evolvable Systems (ICES)*, pp. 236-243.
- [38] Juan, L.; Guang, F.; Lin, Y.; Demin, F. (2007). Optimization and Application of the Yagi-Uda Antenna for Meteor Burst Communication, *IEEE 2007 International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies For Wireless Communications*, pp. 669-672.
- [39] Kaneda, N.; Deal, W. R.; Qian, Y.; Waterhouse, R.; Itoh, T. (2002). A Broad-Band Planar Quasi-Yagi Antenna, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, n° 8, pp. 1158-1160.
- [40] Qian, Y.; Itoh, T. (1997). A broadband uniplanar microstrip-to-CPS transition, *Asia Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC'97)*, vol. 2, pp. 609-612.
- [41] Weinmann, F. (2007). Design, optimization, and validation of a planar nine-element Quasi-Yagi antenna array for X-band applications, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 49, n° 2, pp. 89-96.
- [42] Deal, W. R.; Kaneda, N.; Sor, J.; Qian, Y.; Itoh, T. (2000). A New Quasi-Yagi Antenna for Planar Active Antenna Arrays, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, n° 6, pp. 910-917.

- [43] Shiroma, G. S.; Shiroma, W. A. (2007). A Two-Element L-Band Quasi-Yagi Antenna Array With Omnidirectional Coverage, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, nº 12, pp. 3713-3715.
- [44] Aghdam, K. M. P.; Kamarei, M. (2005). The Design of a Dual Polarized Quasi-Yagi Antenna Array, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, nº 6, pp. 1164-1169.
- [45] Kan, H. K.; Abbosh, A. M.; Waterhouse, R. B.; Bialkowski, M. E. (2007). Compact broadband coplanar waveguide-fed curved quasi-Yagi antenna, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 1, nº 3, pp. 572-574.
- [46] Chen, S.; Hsu, P. (2005). Broadband microstrip-fed modified quasi-Yagi antenna, *IEEE/ACES International Conference on Wireless Communications and Applied Computational Electromagnetics*, pp. 208-211.
- [47] Chang, D.; Chang, C.; Liu, J. (2005). Modified planar quasi-yagi antenna for WLAN dual-band operations, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 46, nº 5, pp. 443-446.
- [48] Comino-García, V.; Casaleiz, R.; Márquez-Segura, E.; Otero, P.; Camacho-Peñalosa, C. (2006). Balun effects in the Quasi-Yagi antenna, *IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON)*, pp. 320-323.
- [49] Kinayman, N.; Aksun, M. I. (2005). *Modern Microwave Circuits*, Artech House.
- [50] Gupta, K. C.; Garg, R.; Bahl, I.; Bhartia, P. (1996). *Microstrip Lines and Slotlines*, 2nd ed., Artech House.
- [51] Song, H. J.; Bialkowski, M. E.; Kabacik, P. (2000). Parameter Study of a Broadband Uniplanar Quasi-Yagi Antenna, *13th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications (MIKON)*, vol. 1, pp. 166-169.
- [52] Yeo, C. L. (2000). *Active microstrip array antennas*, tese de conclusão de curso, University of Queensland - Brisbane.
- [53] Seneca, http://www.newpiper.com/aircraft/seneca_v, acessado em 08/07/08.
- [54] Arismar Cerqueria, S. Jr. (2002). *Projeto de arranjos de antenas para sistemas adaptativos de comunicações móveis celulares de últimas gerações*, dissertação de mestrado, Universidade Estadual de Campinas – Campinas.
- [55] DiClad 880, Arlon Materials for Electronics (MEC), <http://www.arlon-med.com/Diclad.pdf>, acessado em 16/07/08.

- [56] Compósito, Aeroálcool Tecnologia, <http://www.aeroalcool.com.br/quasar/fab-composito.htm>, acessado em 16/07/2008.
- [57] Laboratório de Integração e Testes (LIT), Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE), <http://www.lit.inpe.br>, acessado em 13/01/2009.