Dissertação de Mestrado

Inatel
Instituto Nacional de Telecomunicações

Desenvolvimento de Arranjos de Antenas Reconfiguráveis

Igor Feliciano da Costa

Setembro/2013

Desenvolvimento de Arranjos de Antenas Reconfiguráveis

Igor Feliciano da Costa

Dissertação apresentada ao Instituto Nacional de Telecomunicações, como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Engenharia de Telecomunicações.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Junior

Santa Rita do Sapucaí

2013

Costa, Igor Feliciano da
C823d
Desenvolvimento de Arranjos de Antenas Reconfiguráveis. /Igor Feliciano da Costa. – Santa Rita do Sapucaí, 2013.
81 p.

Orientador: Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Junior.
Dissertação de Mestrado – Engenharia de Telecomunicações – Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL.
Inclui bibliografia.

1. Antenas 2. Antenas Reconfiguráveis 3. Chave Fotocondutiva 4. Radares 5. Monopulso 6. Engenharia de Telecomunicações. I. Sodré Junior, Arismar Cerqueira. II. Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL. III. Título.

CDU 621.39

Biblioteca "Ministro Sérgio Bilac Pinto"

FOLHA DE APROVAÇÃO

Dissertação defendida e aprovada em _____ /_____ /_____ ,
pela comissão julgadora:

_____

Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Junior
INATEL

_____

Prof. Dr. Leandro Tiago Manera
UNICAMP

_____

Prof. Dr. José Antonio Justino Ribeiro
INATEL

_____

Coordenador do Curso de Mestrado
Prof. Dr. José Marcos Camara Brito

"*Nunca ande pelo caminho traçado, pois ele conduz somente onde outros já foram".*

– Alexander Graham Bell

Agradecimento:

Primeiramente agradeço a Deus, pelas oportunidades que ele tem colocado na minha vida.

Agradeço a minha irmã Lais, que foi meus braços no trabalho diário, que foi minhas pernas nessa árdua caminhada e meus olhos para enxergar e realizar meus sonhos. Minha maior inspiração é você.

Aos meus pais e toda minha família, pelo amor, compreensão e pelos conselhos mais valiosos nos momentos difíceis.

A minha namorada Andréia, pelo carinho e amor que tanto me confortava nas longas noites de trabalho longe de casa.

Ao Professor Arismar, por ser mais que um orientador. Por ser um mestre e, acima de tudo, um amigo para a vida. Obrigado por depositar em mim sua confiança, hoje tenho orgulho de fazer parte da família WOCA.

Ao grande time de professores do Inatel, em especial para o Professor Justino, por toda ajuda ao longo do mestrado.

Aos amigos, Luís, Egídio, Sebastião, Iracema, Dionísio, Alexandre e Diogo. Conviver com vocês no laboratório foi um privilégio. Ao Renan e Jeferson, pelo apoio nas medições das antenas da minha dissertação, mesmo sobre o sol vocês estavam lá comigo. Aos amigos do mestrado, pelas muitas pizzas no meio da noite.

A Patricia e a Suzanne, que eu considero minha família aqui em Santa Rita do Sapucaí.

A todos os amigos de Santa Rita , que me receberam de braços abertos.

Ao Inatel, por ter me dado a oportunidade de estudar neste local maravilhoso.

Aos Engenheiros Édson Reis, Marco Remy e João Moreira da Orbisat, pelo apoio financeiro e por permitir minha participação em muitos projetos inovadores.

Aos Professores Leandro e Diniz, pelo apoio que tornou o principal objetivo deste trabalho uma realidade.

A toda equipe do Laboratório de Compatibilidade Eletromagnética do ICC , pela ajuda com as medidas na câmara anecóica.

Ao Engenheiro Juliano da ESSS, pela parceria nas simulações mais difíceis.

A Dalila que deixou lembranças muito felizes para toda a minha vida. Te encontro por ai…

Lista de Publicações:

Artigos submetidos:

1. Arismar Cerqueira S. Jr., I. F. da Costa, L. T. Manera and J. A. Diniz, Optically Controlled E-Antenna Array for Cognitive and Adaptive Radio over Fiber Systems, submetido ao periodico IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2013

2. L. G. Silva; I. F. da Costa; Arismar Cerqueira S. Jr., Multiphysics Design Methodology for Photonic-based Phased Array Antennas, submetido ao periódico Microwave and Optical Technology Letters, 2013.

3. Arismar Cerqueira S. Jr., I. F. da Costa, Spadoti, D. H, and L.G. Silva, Triband slotted waveguide antenna for millimetric-waves applications, submetido congresso European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2013

4. Arismar Cerqueira S. Jr., J. F. Mologni, I. F. da Costa and L. G. da Silva, Propagation Analysis of Remote Sensing in a Rainforest Environment, submetido congresso European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2013

Artigos publicados:

5. Arismar Cerqueira S. Jr.; I. F. da Costa; L. T. Manera; J. A. Diniz, Optically Controlled E-Antenna for Cognitive and Adaptive Radio over Fiber Systems, Wireless Days, 2013.

6. L. G. Silva; I. F. da Costa; Arismar Cerqueira S. Jr., Efficient Design Methodology for Optically Controlled Adaptive Antenna Arrays, International Workshop on Telecommunications (IWT), Santa Rita do Sapucaí, 2013.

7. J. F. Mologni; I. F. da Costa; L. G. da Silva; Arismar Cerqueira S. Jr., Transient Analysis of a Dual Polarization Log-periodic Antenna for Remote Sensing Applications, ESSS Conference & ANSYS Users Meeting, Atibaia, 2013.

8. Arismar Cerqueira S. Jr.; I. F. da Costa; Edson Reis; H. E. Hernandez Figueroa; Moreira J., Antena Log-Periódica Aplicada a Sensoriamento Remoto em Radares Aerotransportados, SBMO MOMAG, João Pessoa, 2012.

Patente:

1- Arismar Cerqueira S. Jr.; I. F. da Costa; Edson Reis; H. E. Hernandez Figueroa; Moreira J, Método de obtenção de dispositivos eletromagnéticos reduzidos baseados em chanfros e dobras, dispositivos assim obtidos e seus usos, Protocolo: BR 10 2012 020810 5.

Índice

Lista de Figuras…….. 8

Resumo…..... 11

Abstract…..... 12

Capítulo 1

Introdução…..... 13

Capítulo 2

Antenas reconfiguráveis e técnicas de chaveamento……. 17

2.1 Antenas controladas opticamente……. 19

Capítulo 3
Arranjo de antenas com banda reconfigurável e controle óptico..... 22

3.1 Metodologia de projeto da antena *slot E*…….. 23

3.2 Resultados da antena *slot* E……. 25

3.3 Arranjos reconfiguráveis de antenas *slot* E…… 31

Capítulo 4
Arranjo de antenas com padrão de radiação reconfigurável……. 39

4.1 Projeto do guia fendido…….. 40

4.2 Simulação do arranjo e estudo de fendas…… 42

4.3 Construção e medição do protótipo……. 50

Capítulo 5
Arranjo de antenas com polarização e padrão de radiação reconfiguráveis.. 54

5.1 Projeto do arranjo de antenas corneta…….. 55

5.2 Projeto do alimentador de monopulso…….. 65

5.3 Projeto da antena parabólica de monopulso…….. 72

Capítulo 6

Conclusões…… 77

Bibliografia…… 78

Lista de Figuras

Fig.1.1	Conceito do Sistema Rádio sobre Fibra Adaptativo e Cognitivo (SRsFAC).
Fig.1.2	Sistema de controle e transmissão de dados para VANT´s
Fig.2.1	Técnicas de reconfiguração
Fig.2.2	Antena sem fibra óptica acoplada (Imagem retirada de Reconfigurable Antennas for Wireless and Space Applications[1]).
Fig.2.3	A ntena com acoplador para fibra óptica(Imagem retirada de Reconfigurable Antennas for Wireless and Space Applications[1]).
Fig.3.1	Antena *slot E.*
Fig.3.2	Modelo computacional da antena slot E.
Fig.3.3	Protótipo final
Fig.3.4	Componentes utilizados nos experimentos: uma chave fotocondutiva, um laser CW de 808 nm e fundo plano da antena E com sua *probe* impressa.
Fig.3.5	Comparação de perda de retorno: sem chave fotocondutiva
Fig.3.6	Medida dos pontos de mínimo da perda de retorno em função da corrente aplicada ao laser.
Fig.3.7	Comparação entre perda de retorno: chave ligada (curva azul com bolinhas) e desligada (curva preta contínua).
Fig.3.8	Resultados de perda de retorno e padrão de radiação da antena *slot* E
Fig.3.9	Estudo de distribuição de corente superficial
Fig3.10	Arranjo de antenas E.
Fig.3.11	Arranjo construído com plano de terra.
Fig.3.12	Medidas realizadas na câmara anecóica do Inatel
Fig.3.13	Padrão de radiação medido comparado com o simulado.
Fig.3.14	Perda de retorno do arranjo com duas antenas *E* : medição (curva preta contínua) e simulação (curva vermelha com triângulos) .
Fig.3.15	Arranjo com dois planos de terra.
Fig.3.16	S_{11} do arranjo com dois planos de terra: medição (curva preta contínua) e simulação (curva vermelha com triângulos).
Fig.3.17	Padrão de radiação do arranjo de antenas **E** com dois planos de terra.
Fig.3.18	Arranjo com 4 elementos e dois planos de terra.

Fig.3.19	Padrão de radiação 3D.
Fig.4.1	Modos de propagação no guia de onda [40].
Fig.4.2	Antena guia fendido.
Fig.4.3	Perda de retorno do primeiro modelo analisado.
Fig.4.4	*Probe* para alimentação do guia.
Fig.4.5	Antena com guia otimizado.
Fig.4.6	Melhor resultado de perda de retorno para guia com uma fenda.
Fig.4.7	Tipos de fendas estudadas
Fig. 4.8	Varredura do ângulo das fendas: vermelho com círculos (15º); azul com triângulos (30º); verde com quadrados (45º); preto contínuo, valor de referencia de uma fenda (0º).
Fig.4.9	Melhor resultado com 4 fendas.
Fig.4.10	Ganho do guia com 4 fendas.
Fig.4.11	Modelo final com 4 diodos.
Fig.4.12	Padrão de radiação de apenas uma fenda.
Fig.4.13	Distribuição do campo elétrico dentro do guia de onda.
Fig.4.14	Modelo completo do VANT.
Fig.4.15	Padrão de radiação com todas as chaves abertas.
Fig.4.16	Protótipo com *probe* e tampa.
Fig.4.17	Antena medida dentro da câmara anecóica.
Fig.4.18	Padrão de radiação nos planos E e H.
Fig.4.19	Perda de retorno do guia circular fendido: medida (curva vermelha com triângulos) e simulada (curva preta contínua).
Fig. 5.5	Perda de retorno da antena.
Fig. 5.6	Ganho 3D simulado da antena.
Fig. 5.7	Arranjo com 4 cornetas.
Fig.5.8	Perda de retorno para os 4 elementos do arranjo.
Fig. 5.9	Ganhos do arranjo de antenas corneta.
Fig.5.10	Ganhos 2D para padrões em fase e defasados.
Fig.5.11	Proposta de arranjo de antenas corneta para radar monopulso.
Fig.5.12	Padrões de radiação para os três regimes de funcionamento.
Fig.5.13	Perda de retorno do arranjo final.

Fig.5.14	Alimentador comum para monopulso (Retirado de: Track radar systems[51]).
Fig.5.15	Comparação do tamanhos dos alimentadores.
Fig.5.16	Perda de retorno nas três portas de alimentação – Azul T3 – Vermelho T4 – Roxo T5.
Fig.5.17	Distribuição de campo vetorial, para a porta de defasagem vertical, interno no guia de onda.
Fig.5.18	Estruturas responsáveis pela acomodação do modo guiado e do casamento de impedância.
Fig.5.19	Perda de retorno nas três portas de alimentação – Azul T3 – Vermelho T4 – Roxo T5.
Fig.5.20	Distribuição de campo elétrico para os três tipos de alimentação.
Fig.5.21	Modelo final do conjunto de monopulso (alimentador + arranjo de antenas).
Fig.5.22	Parâmetros de projeto parabólica (Retirado de [40]).
Fig.5.23	Modelo final da antena de solo.
Fig.5.24	Perda de retorno nas três portas de alimentação: porta T3 (azul com quadrados); porta T4 (vermelho com triângulos); porta T5 (roxo com círculos).
Fig.5.25	Padrões de radiação gerados pelas 3 alimentações monopulso.
Fig.5.26	Estudo do nível dos lóbulos secundários.

Resumo

Este trabalho descreve o desenvolvimento de cinco arranjos de antenas reconfiguráveis para redes sem fio nas faixas ISM de 2,4 e 5,8GHz. As suas principais aplicações são rádio cognitivo, sistemas rádio sobre fibra e rastreamento e transmissão de dados em tempo real com Veículos Aéreos Não Tripulados (VANTs). Utilizaram-se técnicas adaptativas nos domínios óptico e elétrico para arranjos baseados em três diferentes tecnologias: antena *slot* E, guia circular fendido e antenas corneta com refletor parabólico. O projeto e a otimização dos arranjos foram conduzidos utilizando equações e o software *ANSYS HFSS*. Por outro lado, as medições dos padrões de radiação foram realizadas em campo aberto e na câmera anecóica do Inatel.

Os três primeiros arranjos adaptativos baseiam-se em antenas *slot* com formato *E* e chaves fotocondutivas, com isso permitem a reconfiguração da banda de operação entre as faixas de 2,4 e 5,8GHz. Por meio do uso planos de terra refletores, obteve-se ganhos de até 16dBi para o arranjo com 4 elementos.

Os dois últimos arranjos foram desenvolvidos para viabilizar a comunicação em um VANT e a sua base de controle em solo. Inicialmente, foi projetado e fabricado um arranjo a partir de um guia com fendas, devidamente projetadas para permitir a adaptação do padrão de radiação utilizando diodos PIN ou chaves fotocondutoras. Tal arranjo apresenta ganho G = 7,8dBi para a frequência de 5,8GHz e banda de 8,33%. O arranjo da estação terrestre é capaz de rastrear o VANT, por meio da reconfiguração da sua polarização e do padrão de radiação. Foi proposta e implementada numericamente, uma nova e inovadora geometria, formada por um alimentador de monopulso, 4 antenas cornetas piramidais e um refletor parabólico. Resultados numéricos demonstram as características adaptativas, banda de 200 MHz em 5,8GHz e ganho variando entre 28 e 31dBi.

Palavras chave: antenas, arranjo adaptativo, chave fotocondutiva, radares e sistemas sem fio.

Abstract

This work reports the development of reconfigurable antenna arrays, for wireless networks applications on 5,8GHz and 2,4 for tracking and real time data transmission with Unmanned Aerial Vehicles (UAV). We used two techniques for reconfiguration, using photoconductive switches and delayed imput power signals. Six antennas have been developed, the first antenna is a E-shaped slot antenna with optically controlled resonance frequency bands, between 2,4GHz and 5,8GHz ISM and maximum gain 5dBi. From this antenna arrays, we developed over three antennas, using two or three ground planes reflectors. The use of ground planes, increased the gain by 10, 12,5 and 16dBi respectively.

The second array has been developed for use in UAV 's, for establishing real time datalinks to the ground control base. The antenna was developed through a waveguide with an slots array, which are controlled by optical switches, allowing the radiation pattern reconfiguration for a transmission in any radial. The ability to radiate for different directions, optimize the efficiency of datalink, in order to transmit only for the desired location to maximize its gain and increasing the distance of the link. The final antenna has a maximum gain of 7.8 dBi for 5,8GHz with a bandwidth of 8.33%.

The last antenna was been developed for traking UAV´s by adapting the positioning and polarity of its radiation pattern, collecting data such as speed and altitude, may also increase the main lobe gain enabling real-time data link to the aircraft. Through an innovative pyramidal horn antennas array and a custom monopulse feeder, three different radiation patterns can be obtained. The feeder is responsible for implementing the delay to the feed signal. A paraboloid was used to increase the gain, thereby constituting a parabolic antenna monopulse that possesses 28dBi minimum gain and 31dBi maximum at 5,8GHz.

Keywords: *antennas, adaptive array, photoconductive switch, radar and wireless systems.*

Capítulo 1

Introdução

Com a convergência das tecnologias de telecomunicações e a necessidade de plataformas multifuncionais, uma demanda por dispositivos reconfiguráveis está em crescente expansão nos últimos anos. As aplicações se estendem desde o aumento da eficiência espectral às complexas técnicas de rastreamento e comunicação em tempo real com aeronaves [1]. Rádio Cognitivo (*Cognitive Radio* ou CR), Rádio sobre Fibra *(Radio over Fiber* ou RoF) e as tecnologias de antenas adaptativas têm sido explorados para suprir novos requisitos de sistemas de telecomunicações.

Joseph Mitola propôs o conceito de rádio cognitivo em 1999 [2][3]. Esta tecnologia propõe o uso de um rádio inteligente capaz de detectar automaticamente os canais disponíveis no espectro de frequência e alterar os parâmetros de transmissão, permitindo executar um volume maior de troca de dados simultaneamente. Podem ser aplicadas uma série de tecnologias, incluindo Rádio Adaptativo, onde o sistema de comunicações monitora e modifica o seu próprio desempenho e Rádio Definido por Software (RDS) [4], na qual os componentes de hardware tradicionais, incluindo misturadores, moduladores e amplificadores são configurados por partes inteligentes de software [5][6].

Por outro lado, a tecnologia RoF representa a integração de redes sem fio e óptica, com a finalidade de usufruir dos benefícios da fibra óptica e com a mobilidade e a onipresença das redes sem fio[7]. Baseia-se na transmissão de sinal de RF usando uma portadora óptica e enlaces de fibra óptica[8]. Geralmente, o sistema RoF conecta uma Estação Central (*Central Office* ou CO) para a Estação de Base (BS), por meio de enlaces de fibra óptica, enquanto transmite um ou vários sinais de RF análogos sem usar conversores óptico-eletrônicos (O/E) e eletrônico-óptico (E/O). Na BS, os sinais são recuperados por fotodetectores e depois alimenta a unidade remota de antena (RAU), que é muito simples e barato, devido ao fato de a maior parte de os componentes utilizados no processamento serem colocados na CO, assim como mostrado na Fig.1.1. As suas principais aplicações são comunicações sem fio de banda larga em uma variedade de aplicações, incluindo soluções de última milha, a extensão da cobertura e

capacidade do rádio existente, *backhaul*, cobertura interna de edifícios ou construções diversas, sistemas celulares ao ar livre e acesso de banda larga fixa ou móvel.

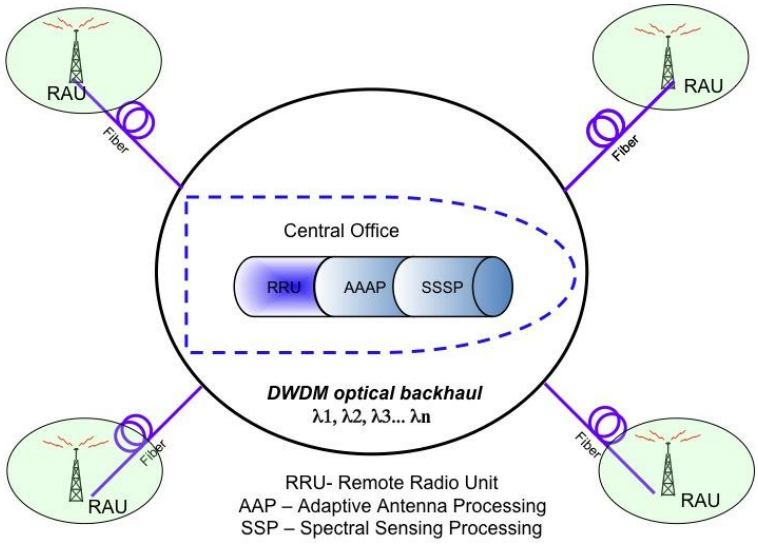


Fig.1.1: Conceito do Sistema Rádio sobre Fibra Adaptativo e Cognitivo (SRsFAC).

As antenas adaptativas, também conhecidas como antenas reconfiguráveis, têm se mostrado muito promissoras para as recentes e as novas tecnologias de sistemas de comunicações sem fio [1][9][10][11]. Esta classe de antenas permite adaptar não só a largura de banda, mas também o padrão de radiação e a polarização para lidar com aplicações multiserviços e reconfiguráveis. Estas tecnologias podem ser aplicadas para reduzir o número de componentes, a complexidade do hardware e custo se comparadas à tecnologia atual de rádio, que se baseia em sistemas de comunicações incompatíveis com equipamentos dedicadas à uma tecnologia específica [1]. Há muitas maneiras e mecanismos para reconfigurar a estrutura da antena e/ou alguma das suas características eletromagnéticas [1]. Podem ser baseados em chaves microeletromecânicas (MEMS) [12], diodos PIN [13], varactors[14], elementos fotocondutores, alteração física da estrutura por meio mecânico ou uso de materiais como ferrita e cristal líquido [15]. Particularmente, as antenas controladas opticamente têm sido intensamente exploradas nos últimos anos devido às suas vantagens únicas, como a facilidade de integração de sistemas de comunicações ópticas, rapidez de chaveamento, comportamento linear e ativação sem produzir harmônicos e intermodulação [16][17][18][19]. Outra aplicação em potencial para antenas com controle óptico é na área de rastreamento e comunicação em tempo real com aeronaves[1].

Os VANTs têm sido desenvolvidos visando à redução de custos e segurança de pilotos para diversas finalidades, desde sensoriamento remoto a vigilância e aplicações

militares. Por serem plataformas que não necessitam de pilotos a bordo, o peso e dimensão da estrutura física são muito reduzidos levando à economia de combustível. Os pilotos comandam a aeronave de salas de controle em solo e por conta da facilidade de substituição do controlador, existe um aumento também da autonomia de vôo, que passa a depender apenas da capacidade de armazenagem de combustível. Os radares e câmeras de alta resolução que são embarcados em VANTs exigem uma conexão segura com a base em solo, que controla o voo pré-definido no sistema de navegação e recebe constantemente os dados gerados pelos dispositivos embarcados para armazenamento em bancos de dados protegidos, como ilustra a Fig.1.2.

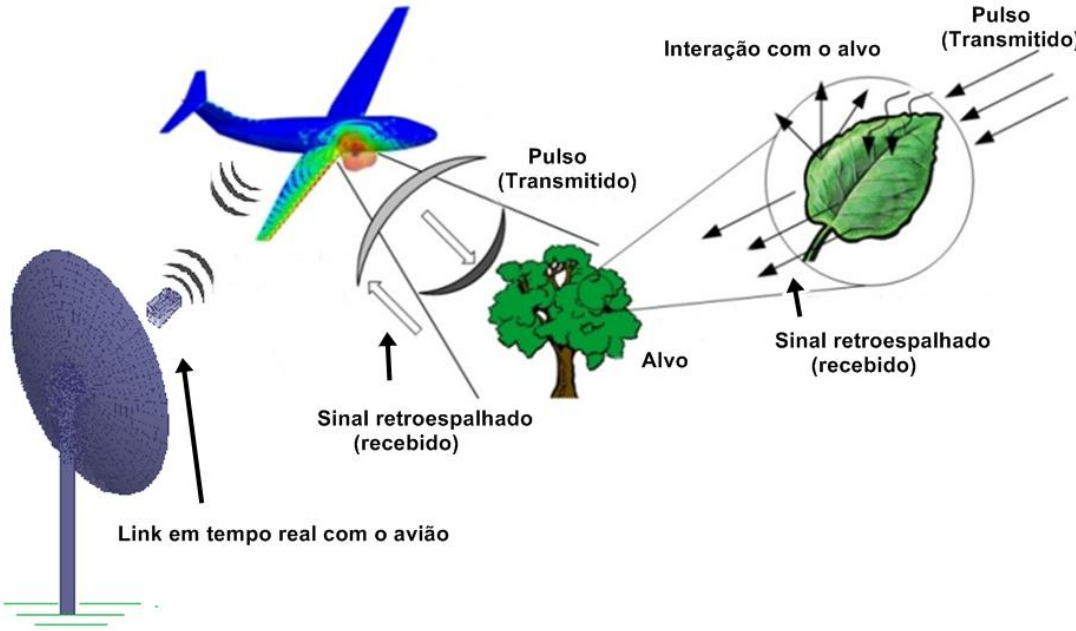


Fig.1.2: Sistema de controle e transmissão de dados para VANT´s.

Para manter o link de dados sempre ativo, é necessário fazer o rastreamento ininterrupto do posicionamento da aeronave, coletando dados como altitude e velocidade. As antenas reconfiguráveis podem ser utilizadas tanto nos VANTS quanto nas estações terrestres para viabilizar o rastreamento e o link de dados em um único dispositivo com diferentes regimes de trabalho[20][21][22].

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de 3 tipos de arranjos de antenas reconfiguráveis, com o intuito de atender as aplicações de telecomunicações e radares descritas anteriormente:

1. Arranjo de antenas com banda reconfigurável ao longo de duas faixas ISM.
2. Arranjo de antenas com padrão de radiação reconfigurável para VANTs.
3. Arranjo de antenas com controle de polarização para aplicações de rastreamento e comunicação com aeronaves em geral, incluindo VANTs.

A Dissertação está organizada da seguinte forma. O Capítulo 2 defini técnicas de reconfiguração de antenas em especial a reconfiguração óptica e trás uma revisão bibliográfica do assunto em questão. O Capítulo 3 descreve o desenvolvimento da antena *slot E* e arranjos baseados nesta estrutura. São apresentadas comparações entre resultados simulados no HFSS e medidas realizadas na câmara anecóica do Inatel. O arranjo reconfigurável baseado em um guia de onda fendido é apresentado no Capítulo 4. A sua análise numérica foi realizada levando em consideração a estrutura completa de um VANT. O capítulo 5 trás o equacionamento e simulações de uma nova geometria proposta utilizando um arranjo de 4 antenas cornetas, um alimentador em guia de onda e um paraboloide. Por fim, o Capítulo 6 descreve as conclusões tiradas ao longo dos 18 meses de Mestrado e possíveis trabalhos futuros.

Capítulo 2

Antenas reconfiguráveis e técnicas de chaveamento

Dispositivos adaptativos tornaram-se componentes desejados para aplicações de rádiocomunicação, comunicação por satélite e sensoriamento remoto[1]. Com uma demanda crescente por tecnologias capazes de "sentir" o espectro de frequência e, de forma inteligente, transmitir em canais com menor interferência e poluição eletromagnética [23], a reconfiguração de características, como largura de faixa, diagrama de radiação e polarização têm sendo muito exploradas nos últimos 10 anos. Antenas reconfiguráveis têm a capacidade de adaptar a sua resposta em frequência e/ou irradiar mais de um padrão de radiação[1]. Por isso, elas representam uma tecnologia chave para atender às necessidades de maior funcionalidade dos sistemas sem fio modernos, tais como: definição do sentido de propagação (*directional finder*); guiamento do feixe de radiação (*beam steering*); operação em múltiplas faixas de frequência; direção do feixe, múltiplas larguras de banda; comando e controle de radares[24][25]. Esta classe inovadora de antenas permite a reconfiguração dinâmica das suas propriedades elétricas, com a finalidade de melhorar o desempenho dos sistemas em função de possíveis e aleatórias mudanças no ambiente rádio móvel e nas demandas de tráfego dos usuários. Portanto, o seu uso viabiliza o emprego de novas funcionalidades, tais como: adaptação em frequência; reconfiguração do padrão de radiação; multiplexação em polarização; rádio cognitivo; rádio definido por software (*Software Defined Radio*)[26]; operação em múltiplas tecnologias; alta eficiência espectral; baixo consumo de energia. Estas funcionalidades podem reduzir significativamente o número de equipamentos, consequentemente a complexidade do sistema em nível de hardware, e custos de instalação e operação em comparação com a tecnologia atual de rádio, a qual se baseia em sistemas de comunicações incompatíveis baseados em equipamentos inflexíveis.

A primeira patente de uma antena reconfigurável foi depositada em 1983 por Schaubert[27]. Em 1999, o Governo dos Estados Unidos lançou um programa para investigar o potencial e a aplicação de antenas e dispositivos reconfiguráveis, sobre o nome de RECAP (*Reconfiguration Aperture Program*)[28]. Este projeto contou com a

participação de 12 instituições norte-americanas, incluindo universidades, centros de pesquisa e empresas.

As antenas reconfiguráveis, podem ser divididas em quatro grupos [1]:

1. Antena com banda reconfigurável: estrutura radiante capaz de reconfigurar a sua frequência de ressonância e/ou largura de faixa. Tal característica é obtida adicionando estruturas que mudem o tamanho físico da antena, como por exemplo, tocos [29].

2. Antena com padrão de radiação reconfigurável: estrutura que permite adaptar o padrão de radiação, com isso direcionar os seus lóbulos e mínimos para diferentes regiões. Desta maneira, consegue-se manipular a abertura de feixe, a direção dos lóbulos e o ganho da antena [30].

3. Antena com polarização reconfigurável: estrutura capaz de reconfigurar as suas características de polarização [15].

4. O quarto grupo são das antenas que possuem mais de uma das características descritas acima.

Existem ainda quatro principais técnicas de reconfiguração, conforme ilustrado na Fig.2.1. As estruturas de chaveamento baseadas em chaves microeletromecânicas [12], diodos PIN [31] e varactors são classificadas como reconfiguração elétrica, enquanto que as antenas com chaves ópticas são chamadas de reconfiguração óptica. A reconfiguração física pode ser obtida utilizando meios mecânicos, como conectar motores de passo a antena, para modificar a estrutura e alterar a distribuição de corrente de uma forma desejada [23]. Por último, a reconfiguração pode ser feita por meio de materiais inteligentes ou que possuem uma estrutura que possa ser modificada, que é o caso do cristal líquido [15].

A necessidade de desenvolver uma rede de controle para gerenciar as suas propriedades eletromagnéticas, podem aumentar a complexidade do projeto da antena e um maior consumo de energia pelo equipamento. Além disso, o chaveamento em

função da tecnologia utilizada deve ser o mais rápido possível para garantir o funcionamento correto da antena.



Fig.2.1: Técnicas de reconfiguração.

2.1 Antenas controladas opticamente

O princípio de funcionamento da tecnologia de reconfiguração óptica é baseado em chaves fotocondutivas, compostas por um material semicondutor (silício ou arseneto de gálio)[32]. A medida que esta chave é excitada por um laser com o comprimento de onda apropriado, os elétrons da camada de valência passam para a camada de condução criando assim uma conexão entre as extremidades da chave. O regime de operação da chave é *Ligado/Desligado,* onde *"Ligado"* é o estado onde a chave encontra-se excitada pelo feixe do laser, e *"Desligado"* quando não existe luz chegando no semicondutor.

As chaves ópticas foram utilizadas inicialmente por Panagamuwa [30] com testes iniciais em linhas de transmissão [29]; um estudo muito apurado foi desenvolvido concretizando essa técnica como uma alternativa para fazer reconfiguração de dispositivos. A principal vantagem do uso de chaveamento óptico perante as outras técnicas de reconfiguração é o baixo consumo de energia, que fica em torno de 50 a 100mW, e o tempo de chaveamento que pode variar entre 3 e 9μs [1]. A luz do laser utilizado por Panagamuwa era guiada por meio de fibras ópticas que culminavam diretamente no semicondutor, as fibras não faziam parte da estrutura da antena e por isso essa forma de chaveamento ficou conhecida como excitação por fibra óptica não integrada [30].

Outra pesquisa que se destacou foi a do pesquisador Christos Christodoulou, com uma melhora no acoplamento da fibra óptica na antena [23]. Com um enfoque na aplicação dos dispositivos, melhoras como o desenvolvimento de uma estrutura de acoplamento da fibra sob a antena, contribuíram para a integração da fibra óptica na mesma estrutura utilizada pela antena [24][25][26]. Esta técnica facilitou a conexão da fibra com a chave óptica criando um dispositivo mais prático e viável para reprodução industrial.

O mesmo grupo em 2011 desenvolveu uma nova antena reconfigurável, na qual não se utiliza fibras ópticas e o laser fica inteiramente acoplado a antena, gerando um dispositivo único e pequeno [28]-[30] e [33]. Os testes realizados com essa antena foram feitos em conjunto com uma antena suporte, com a finalidade de realizar o monitoramento do espectro, deixando a antena reconfigurável livre para atuar apenas na transmissão e recepção de informação em diversas frequências designadas pelo monitoramento da antena de suporte.

Outra área que desperta interesse por estas antenas é a de aplicação em satélites. Devido ao alto custo para construção e lançamento de satélites, é desejável que uma única antena tenha a capacidade de atender várias bandas diferentes de operação. Em 2005, dois trabalhos foram desenvolvidos gerando antenas reconfiguráveis para aplicações espaciais. Esses dispositivos utilizam mecanismos de rotação para alterar a estrutura e com isso seu padrão de radiação.

Existem três métodos para interação da estrutura da antena com a chave óptica:

A. Dispositivos sem fibra óptica integrada: nestes dispositivos a chave óptica é posicionada utilizando uma pasta de prata, a qual assegura o contato da antena com a chave semicondutora. Como exemplificado na Fig. 2.2, a chave é fixada diretamente na estrutura e o laser é acoplado diretamente a chave com a utilização de micro-posicionadores[33].

B. Dispositivos com fibra óptica integrada: para esta estrutura funcionar corretamente é necessário desenvolver uma conexão que permita o acoplamento da fibra óptica diretamente com a chave fotocondutiva. Com isso, permiti-se controlar a antena à distância, tendo em vista que o sinal de controle pode ser gerado em uma central de controle e depois

transmitido via fibra para a chave. A estrutura para fixar e acoplar a fibra a chave óptica está ilustrada na Fig.2.3[34].

C. Dispositivos com laser integrado: ao contrário do método B, podemos fixar o laser já acoplado à estrutura da antena, assim eliminar o uso da fibra óptica para transportar o sinal de controle. A estrutura para fixar e acoplar o laser é a mesma que é utilizada para fixar a fibra óptica[35].

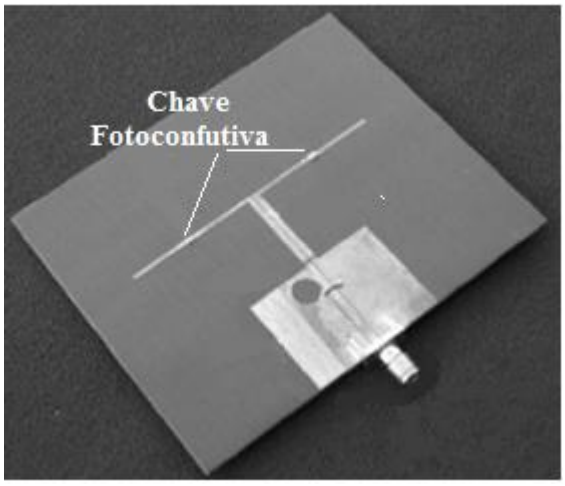


Fig.2.2: Antena sem fibra óptica acoplada (Imagem retirada de Reconfigurable Antennas for Wireless and Space Applications[1]).

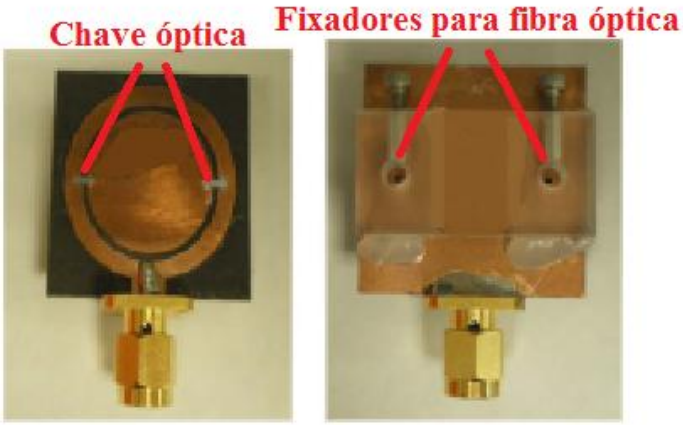


Fig.2.3: Antena com acoplador para fibra óptica(Imagem retirada de Reconfigurable Antennas for Wireless and Space Applications[1]).

Capítulo 3

Arranjo de antenas com banda reconfigurável e controle óptico

A busca por tecnologias para tornar os rádios mais inteligentes, capazes de operar em diversas faixas de frequência e de detectar oportunidades espectrais, está impulsionando o desenvolvimento de dispositivos flexíveis capazes de atender à demanda dos sistemas de telecomunicações. As antenas reconfiguráveis, em particular aquelas controladas opticamente, representam uma tecnologia chave para este novo contexto.

As antenas impressas têm sido muito estudadas nas ultimas décadas devido ao seu tamanho reduzido, o qual permite a sua fixação dentro de equipamentos de RF. Além do tamanho, este tipo de antena apresenta as seguintes vantagens: boa eficiência de irradiação; facilidade de fabricação; custos muito reduzidos de produção; leveza; facilidade para a interação com componentes de microeletrônica[36].

Um dos desafios para o desenvolvimento de antenas impressas é a obtenção de dispositivos com múltiplas bandas. A antena impressa em formato de *E* pode ser utilizada para tal fim, pois os comprimentos dos seus braços podem ser projetados para atender múltiplas bandas de frequências de projeto[37][38].

Este capítulo descreve o desenvolvimento de arranjos de antenas *E* reconfiguráveis em banda e controlados opticamente. Para tal, optou-se pelo uso de fendas (*slots)* ao invés de microfitas metálicas[39]. Com isso, a antena será excitada por acoplamento eletromagnético utilizando uma *probe*. Esta estratégia facilita a fixação da chave fotocondutiva na estrutura do arranjo.

3.1 Metodologia de projeto da antena *slot E*

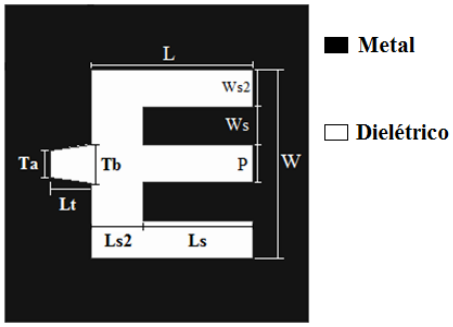
O projeto para esse tipo de antena é baseado nos comprimentos e na relação entre os "braços" da antena em função das bandas de operação da antena. Tal metodologia de projeto é ilustrada na Fig.3.1. Os parâmetros para o projeto estão discriminados na Fig.3.1a e foram todos otimizados com a utilização dos recursos computacionais do software *HFSS*®. Como o projeto prevê que a antena opere em duas

bandas livres ISM (*Industrial, Scientific and Medical radio band*), temos duas relações de comprimento de onda: uma para 2,4GHz (λ_1) e outra para 5,8GHz (λ_2), Figs.3.1b e 3.1c respectivamente. A menor frequência é determinada pelas dimensões trapezoidal, que corresponde, aproximadamente, ao comprimento de onda guiada desta banda. Por outro lado, para a frequência mais alta, a antena *E* opera com base em dois braços que são equivalentes ao comprimento de onda guiada. Por esta razão, o seu ganho de 3dB é tipicamente maior do que a anterior.

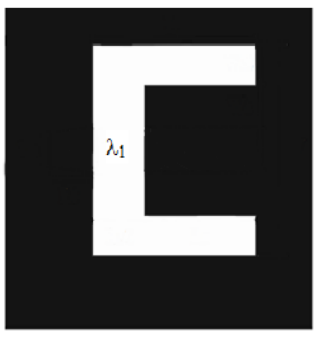
O projeto possui também dois elementos de casamento comuns as duas faixas de frequência da antena, como ilustra a Fig.3.1d. Estas fendas são excitadas por uma *probe* Fig.3.2, que é localizada na face inferior da antena. Os comprimentos referentes às frequências nos levam a um equacionamento simples. O campo eletromagnético se propaga do plano de terra para a sonda parte no ar parte no substrato, o que leva a inclusão da permissividade eletromagnética no substrato equação1.1[40]:

$$\lambda_r = \frac{c}{f\sqrt{\varepsilon_{ef}}} \tag{1.1}$$

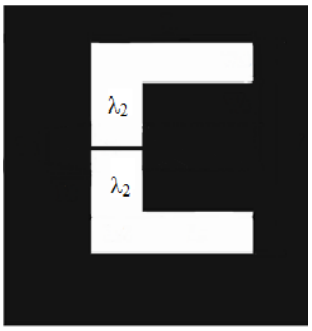
onde c é a velocidade da luz em m/s, ε_{ef} é a permissividade efetiva e f é a frequência.



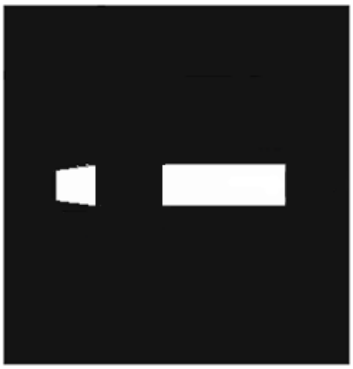
a) Parametros de projeto.



b) Estrutura irradiadora em "C", para a menor faixa de frequência.



c) Estrutura irradiadora formada por 2 "L", para maior faixa de frequência.



d) Estrutura de casamento.

Fig.3.1: Antena *slot E*.

Utilizou-se um laminado de baixo custo de fibra de vidro, que apresenta permissividade igual a 4,4. A antena *E* foi projetada para fornecer duas ressonâncias: uma abaixo de 2,4GHz (centrada em 2,0GHz) e outra centrada em 5,8GHz. Um modelo foi elaborado no software *HFSS*®[41] e os estudos passaram a ser realizados por meio de simulações.

A modelagem computacional para aperfeiçoar protótipos é muito útil na área de radiofrequência. A antena *slot* é muito sensível a variações dos parâmetros de dimensão e utilizando o software as alterações estruturais podem ser estudadas em um tempo muito menor com alta precisão. O modelo computacional é apresentado na Fig 3.2. Os parâmetros de entrada foram configurados como variáveis, com o qual foi possível realizar testes com diferentes combinações de comprimento dos braços e largura da estrutura *E*.

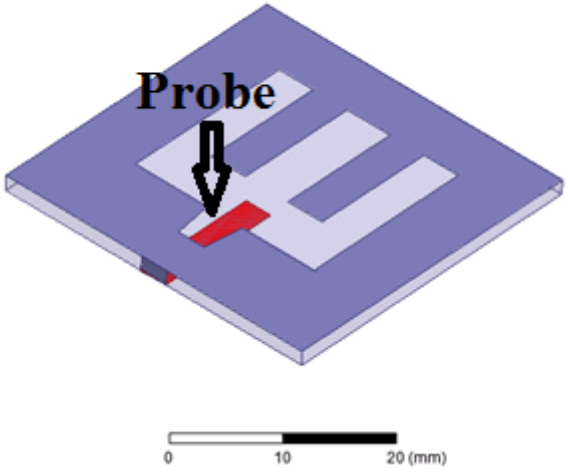


Fig.3.2: Modelo computacional da antena slot E.

Toda a sua estrutura foi otimizada manipulando as dimensões W e L e variando os parâmetrosW_s, W_{s2} e P. Os parâmetros finais da antena fabricada são: W = 20,48mm, L = 17,65mm; W_s = W_{s2} = 4,1mm; L_s = 12mm; L_{s2} = 5,65mm, L_t = 9,5mm; T_a = 3mm; T_b = 4,31mm. Foi utilizado o Método dos Elementos Finitos nas simulações do *HFSS* e um computador com processador de 8 núcleos e 32Gb de memória RAM, o que propicia um tempo de simulação para esse modelo de cerca de 10 minutos.

3.2 Resultados da antena *slot E*

A antena *E* foi construída por uma máquina fresadora própria para o desenvolvimento de dispositivos e circuitos impressos, a precisão do equipamento conferiu ao modelo final, dimensões exatamente iguais ao calculado no projeto.

A chave fotocondutiva foi produzida a partir de silício intrínseco, o qual possui um espectro de absorção entre 800 e 900nm. Por esse motivo, utilizou-se um laser com emissão em 808nm para excitar a chave. Um *pigtail* de fibra óptica foi utilizado para iluminar a chave, as vistas inferior e superior da antena *E* proposta, são mostradas nas Figs.3.3 e 3.4, respectivamente.

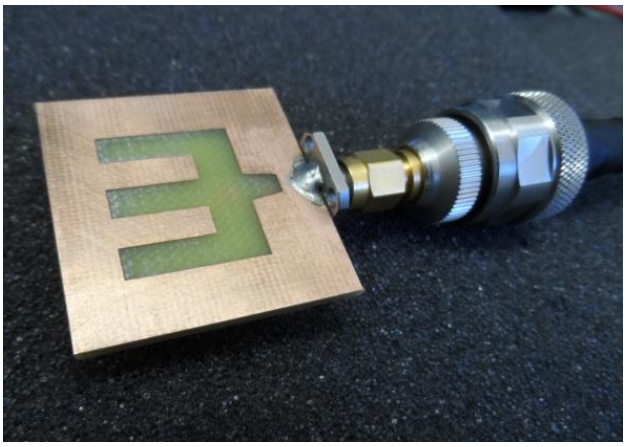


Fig. 3.3: Protótipo final.

Como previsto nas simulações numéricas, a primeira ressonância foi movida de 2,0GHz para 2,4GHz, quando a chave de silício foi adicionada ao protótipo. Isto acontece porque as chaves fotocondutoras são fabricadas de silício, que possui uma resistividade diferente da impedância da linha de cobre, esse descasamento deve ser previsto no projeto, para que a ressonância resultante da antena esteja na frequência

desejada. O cálculo foi realizado para a menor frequência estar em 2GHz, prevendo o deslocamento para 2,4GHz no momento da montagem.

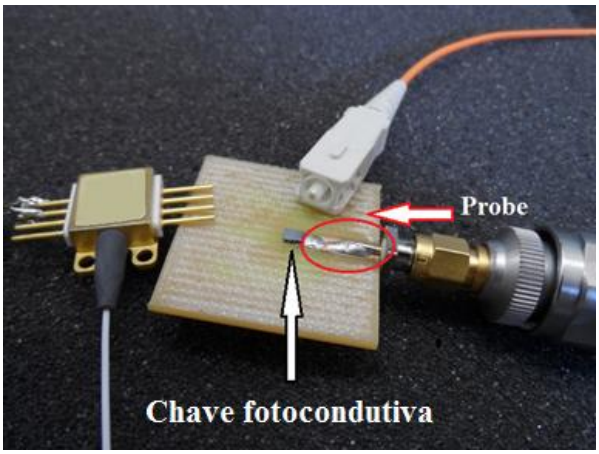


Fig. 3.4: Componentes utilizados nos experimentos: uma chave fotocondutiva, um laser CW de 808 nm e fundo plano da antena E com sua *probe* impressa.

A Fig.3.5 reporta uma comparação entre a medida de perda de retorno com chave óptica e sem chave óptica, com a finalidade de comprovar este efeito. À medida que a chave é iluminada pelo laser em 808nm, ocorre a criação de pares elétron-lacuna, com isso esta passa a conduzir. Os fótons incidentes devem ter energia suficiente para mover elétrons da camada de valência para a banda de condução. Luz na faixa do infravermelho é adequada para este processo, uma vez que propicia um equilíbrio entre o coeficiente de absorção e a profundidade de penetração de luz, os quais são inversamente proporcionais e relacionados com o comprimento de onda do feixe do laser.

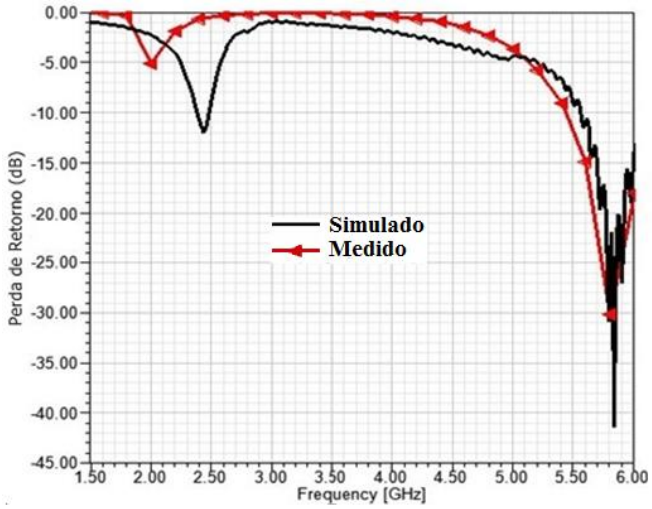


Fig.3.5: Comparação de perda de retorno: sem chave fotocondutiva (curva vermelha com triangulo) e com chave fotocondutiva (curva preta contínua).

Portanto, é possível gerenciar a condutividade da chave por meio do controle da potência óptica incidente. Desta maneira, pode-se adaptar a resposta de frequência da antena em função da corrente de alimentação do laser, tal como ilustrado nos resultados experimentais apresentados na Fig.3.6. Quanto mais alta for a corrente do laser melhor é a perda de retorno em 5,8GHz. O ponto de mínimo *(dip)* em 2,4GHz também pode ser melhorado variando a corrente do laser e, consequentemente, a potência do feixe. Obteve-se um valor ótimo, ponto de interseção entre as duas curvas, onde a corrente é próxima de 1,6A.

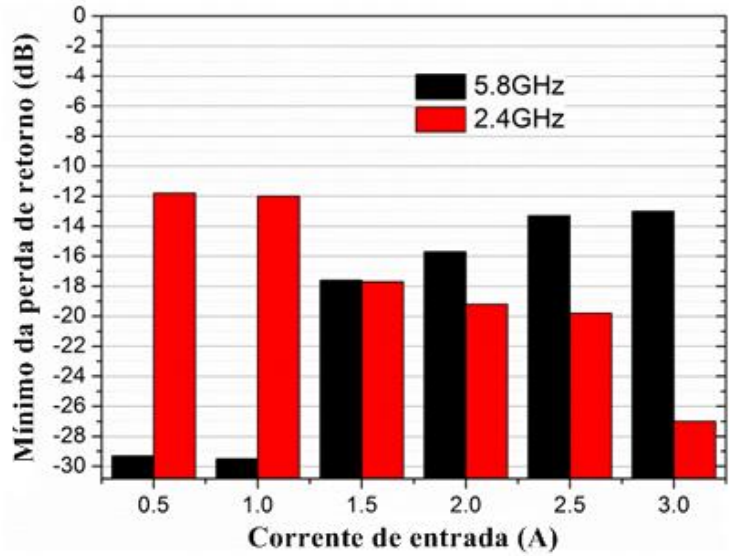


Fig.3.6: Medida dos pontos de mínimo da perda de retorno em função da corrente aplicada ao laser.

O próximo passo foi escolher um valor de corrente de entrada que iria cumprir os requisitos para as frequências de 2,4 e 5,8GHz. O valor utilizado foi 3,0A, uma vez que ele fornece uma melhora significativa da banda centrada em 2,4GHz (largura de banda de 8,3% e mínimo de -27dB) e um bom desempenho em 5,8GHz (largura de banda de 8,7% e mínimo de -19dB). Fig.3.7 apresenta uma medida da comparação da perda de retorno em função do estado da chave fotocondutiva: "Desligado" ou "Ligado". É possível perceber que a resposta em frequência da antena pode ser, eficientemente reconfigurado ao longo das duas bandas de ISM, de acordo com os requisitos do sistema. Neste caso a potencia óptica utilizada para excitar a chave foi de 300mW.

Também foi obtido numericamente o padrão de radiação da antena em 2,4 e 5,8GHz utilizando o *HFSS*®. Os resultados são mostrados na Fig.3.8. O ganho em 5,8GHz (G = 5,30dBi) é 60% maior do que para 2,4GHz (G = 3,29 dBi), porque a

antena *E* opera de uma maneira diferente para as duas bandas de frequência, conforme foi explicado anteriormente.

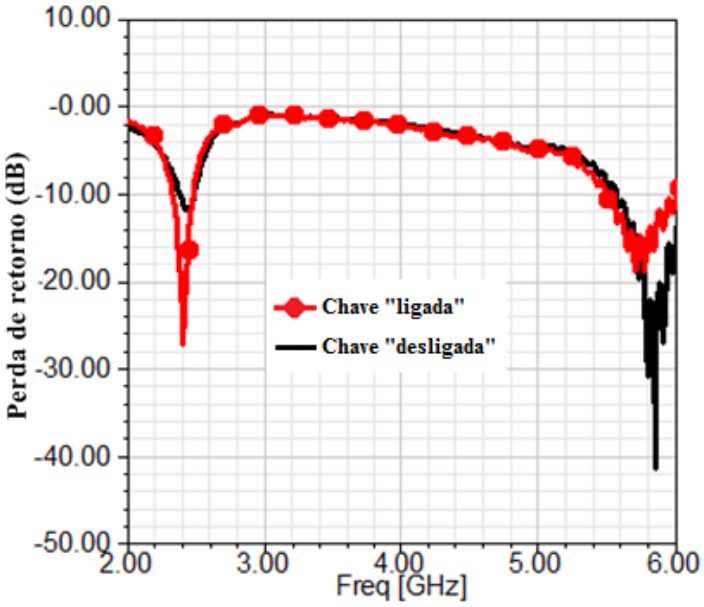
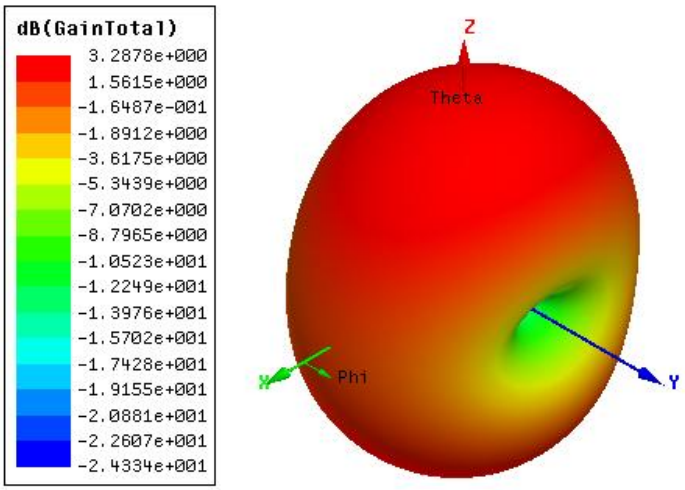
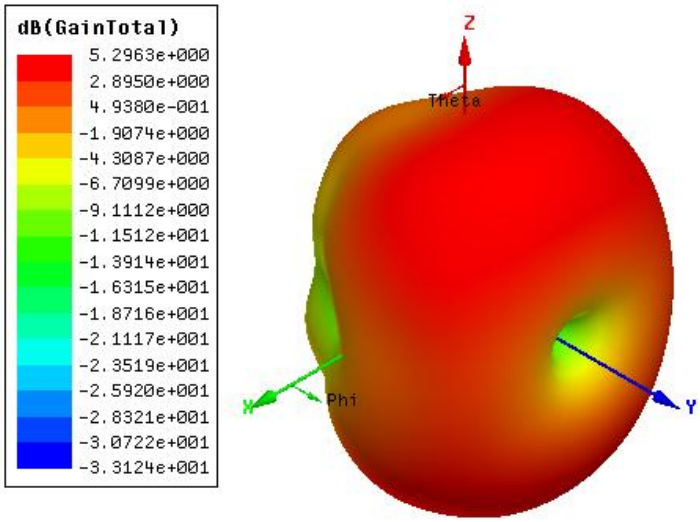


Fig. 3.7: Comparação entre perda de retorno: chave ligada (curva azul com bolinhas) e desligada (curva preta contínua).



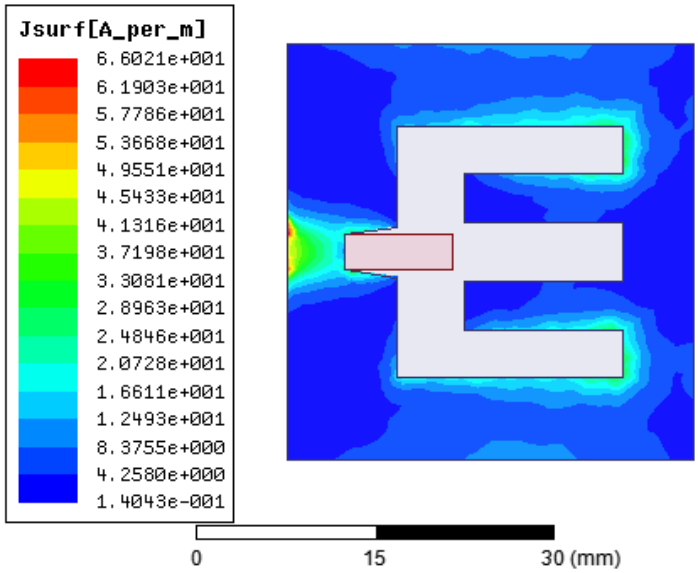
a) Padrão de radiação 3D para 2,4 GHz.



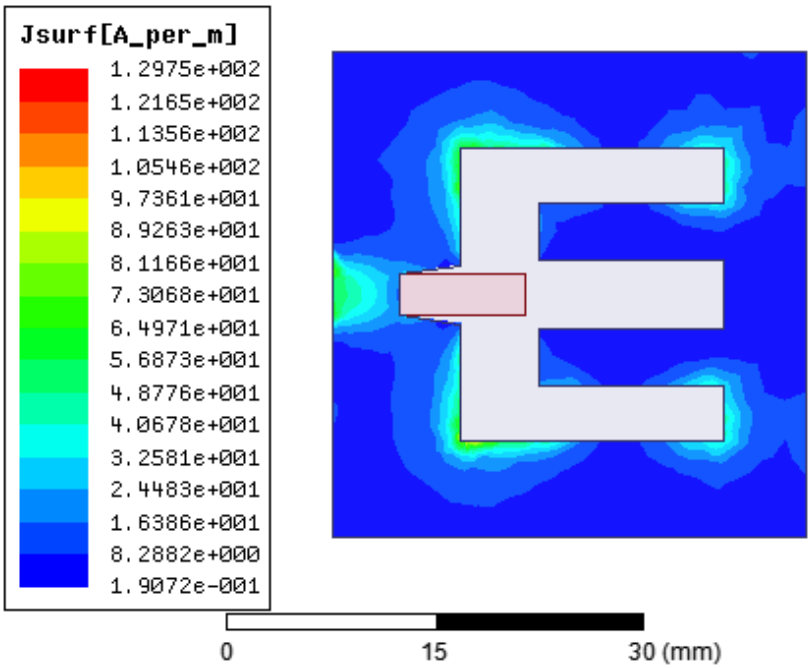
b)Padrão de radiação 3D para 5,8GHz.

Fig.3.8: Resultados de perda de retorno e padrão de radiação da antena *slot* E.

Os diagramas de densidade de corrente apresentados na Fig.3.9, comprovam a existência do acoplamento eletromagnético entre a face da antena *E* e a *probe*. Além disso, observa-se que para a frequência de 2,4GHz (Fig.3.9a) a corrente se concentra nas extremidades da estrutura em "C" que é equivalente para o comprimento de onda dessa faixa. Por outro lado, para a frequência de 5,8GHz, a estrutura irradiante funciona como dois "L", por isso provê o dobro de ganho.



a) Distribuição de corrente para 2,4GHz.



b)Distribuição de corrente para 5,8GHz.

Fig.3.9: Estudo de distribuição de corente superficial .

3.3 Arranjos reconfiguráveis de antenas *slot* E

Após a simulação e construção do primeiro protótipo, observou-se que a simplicidade da estrutura física da antena propiciava a criação de um arranjo. Um arranjo com duas antenas *E* foi desenvolvido. Visto que os elementos do arranjo são alimentados pela face inferior do *E*, Fig.3.10, a distância entre os elementos será o dobro da distância entre o ponto de excitação e o conector (*d*).

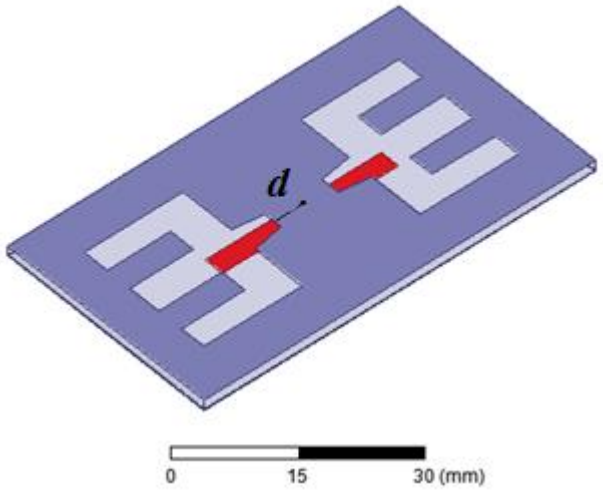


Fig 3.10: Arranjo de antenas E.

Essa distância é a mesma para os dois elementos do arranjo, por esse motivo o sinal de alimentação localizado no seu centro provê a mesma defasagem para ambos. O valor de *d* foi adotado como $\frac{\lambda}{4}$ o que gera uma defasagem final de 180º tendo em vista que a distância total entre o ponto de excitação dos elementos será $\frac{\lambda}{2}$, colocando as antenas defasadas de 180º uma em relação à outra. Além disso, foi realizada a otimização do espaçamento entre a antena e o plano de terra utilizando o *HFSS*.

A antena simulada foi construída novamente com substrato de fibra de vidro, e para aumentar o ganho e deixar o padrão mais diretivo um plano de terra foi adicionado como pode ser observado na Fig.3.11. Observa-se a presença do material utilizado para dar sustentação física à antena, esse material é o *Foam* que possui uma constante dielétrica muito próxima do ar (aproximadamente 1.0034), não interferindo nas características eletromagnéticas da antena.

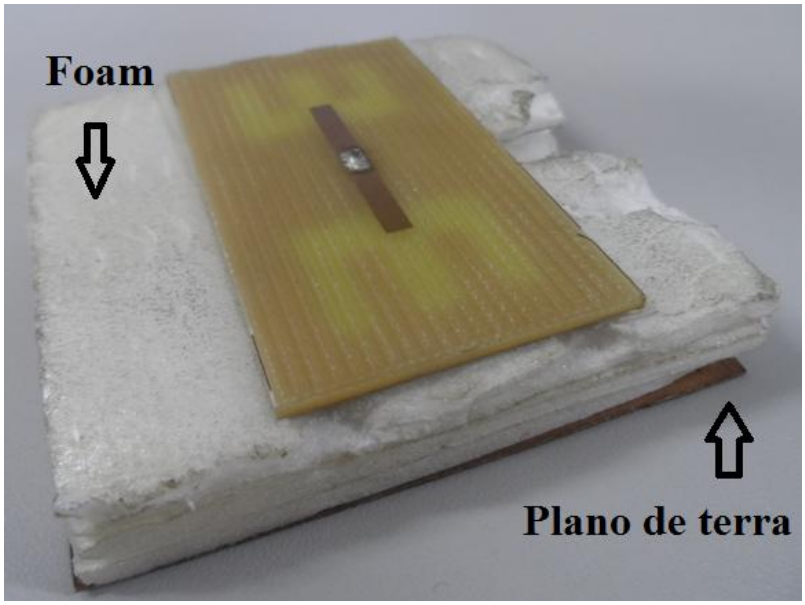
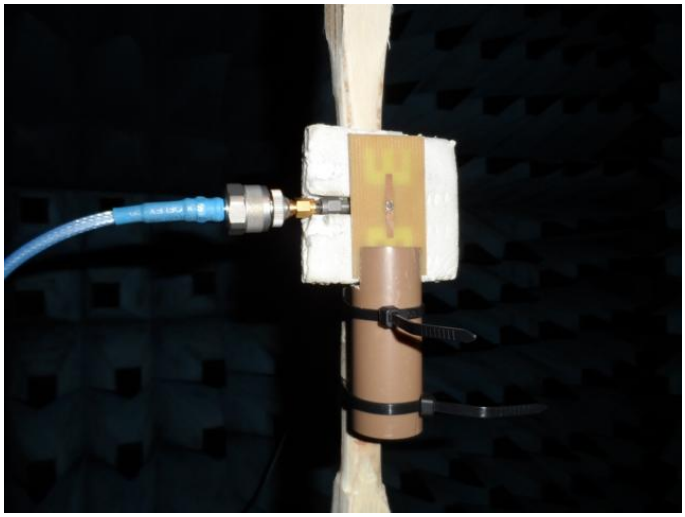


Fig.3.11: Arranjo construído com plano de terra.

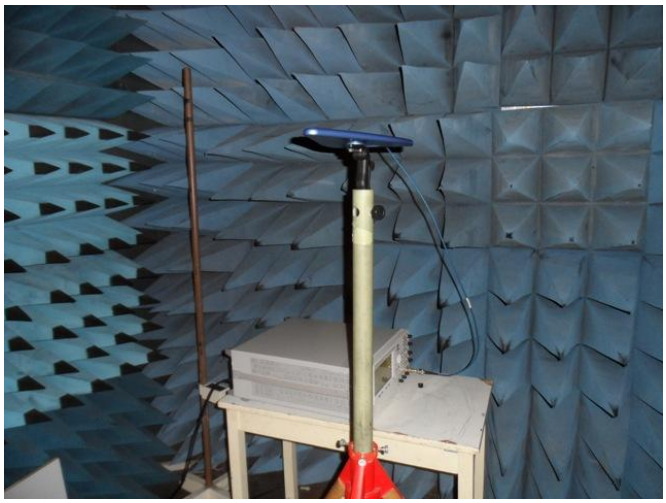
As medidas foram realizadas na câmara anecóica do Inatel, apresentadas nas Fig.3.12. Para obter uma medida confiável, todas as perdas envolvidas no enlace foram calculadas e levadas em consideração para a determinação do ganho, o padrão de radiação da antena *E* também foi medido. A antena utilizada como referência foi uma log-periódica com uma banda de operação de 680MHz a 10GHz e 5dBi de ganho em 5.8GHz.



a) Exterior da câmara anecóica.



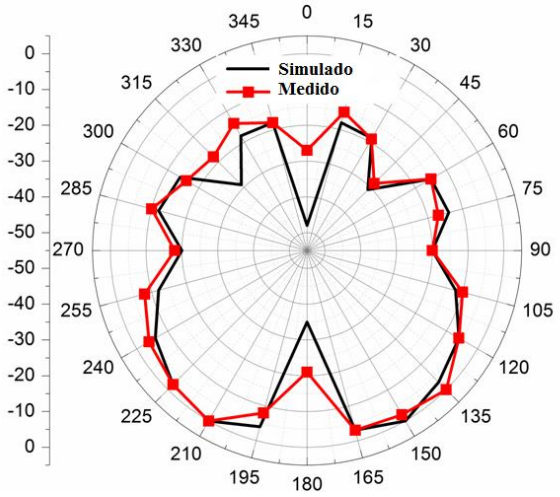
b) Antena fixada dentro da câmara anecoica.



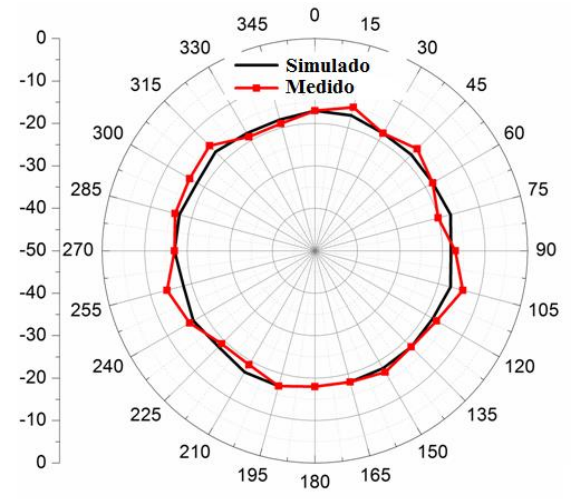
c) Antena Hiperlog utilizada como referência.

Fig.3.12: Estrutura para medição das antenas na câmara anecóica do Inatel.

Os resultados de padrão de radiação provam o conceito da alimentação central da antena como podemos ver na Fig. 3.13. O ganho medido ficou muito próximo do ganho simulado e o valor máximo obtido foi de 10dBi, com um padrão de radiação em forma de cardioide no plano do campo elétrico e omnidirecional no plano do campo magnético. A perda de retorno ficou igual à projetada para a frequência de 5,8GHz e com potencial para uma futura adaptação de banda para 2,4GHz, como se observa na Fig. 3.14. Quando comparada a um único elemento de antena *E* percebe-se um aumento de 200MHz nas duas frequência de ressonância, provavelmente devido a variação da permissividade do substrato de fibra de vidro. Os resultados ilustrados na Fig.3.13 estão normalizados em relação ao ganho máximo de 10dBi.



a) Padrão de radiação no plano elétrico.



b) Padrão de radiação no plano magnético.

Fig.3.13: Padrão de radiação medido comparado com o simulado.

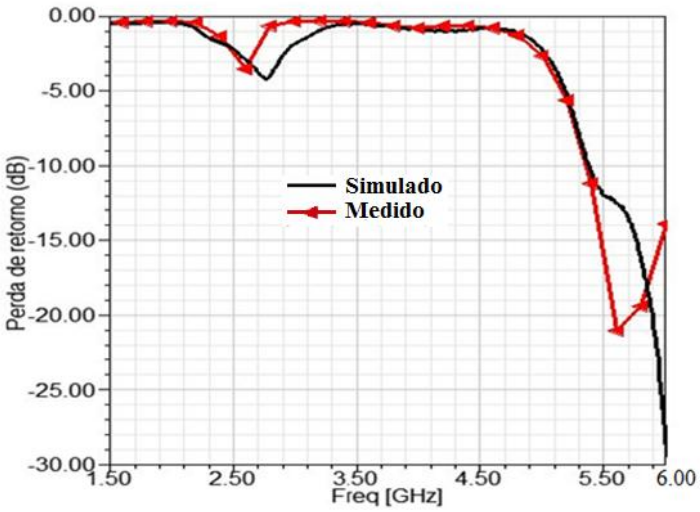
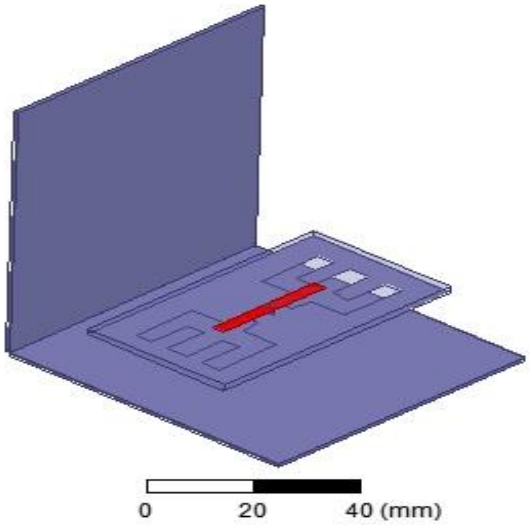
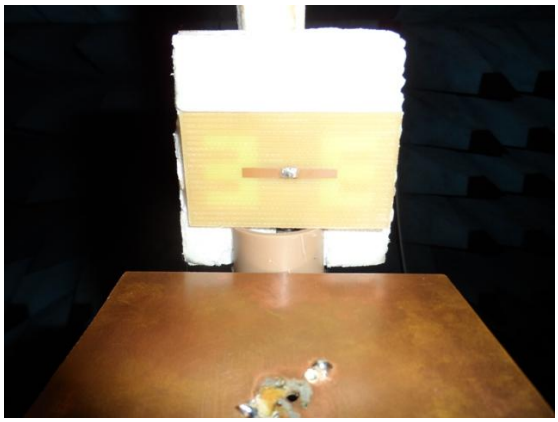


Fig.3.14: Perda de retorno do arranjo com duas antenas *E* : medição (curva preta contínua) e simulação (curva vermelha com triângulos) .

O padrão de radiação em forma de cardioide, com dois lóbulos bem definidos, podem se tornar mais diretivo com a utilização de um segundo plano de terra, conforme mostrado na Fig.3.15. Desta maneira, vislumbra-se conseguir um efeito construtivo entre os dois lóbulos com isso aumentar o ganho em 3dB. Foram feitas varreduras das distâncias dos planos de terra para os elementos do arranjo, com a finalidade de maximizar ainda mais o ganho. Os valores finais foram 12mm e 17mm para os planos de terra inferior e lateral, respectivamente.



a) Modelo simulado



b) Modelo medido

Fig.3.15: Arranjo com dois planos de terra.

O arranjo com dois planos de terra também foi medido na câmara anecoica. O resultado de perda de retorno (S_{11}) foi muito parecido com o anterior mantendo uma

boa perda de retorno para a faixa de 5,8GHz com potencia para reconfiguração de banda para 2,4GHz Fig.3.16

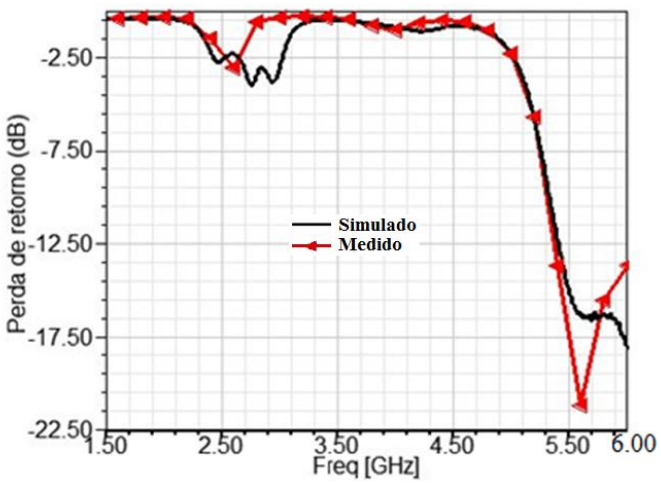
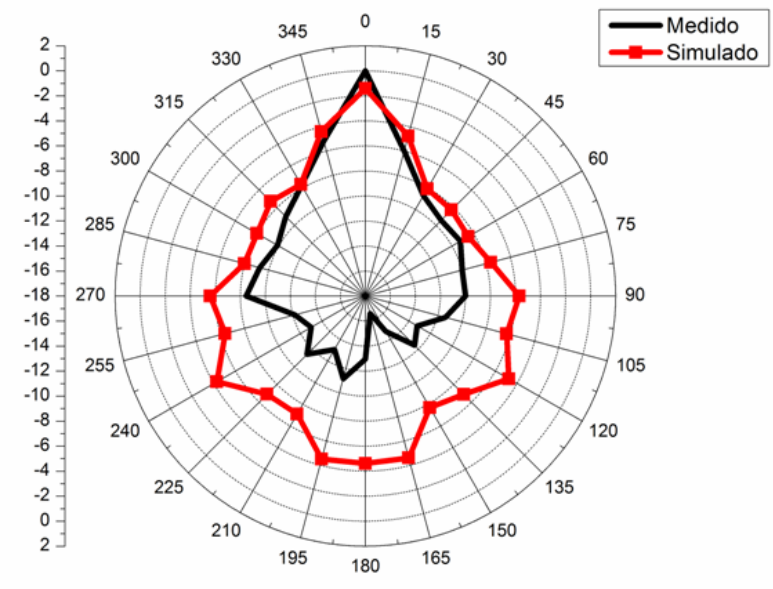
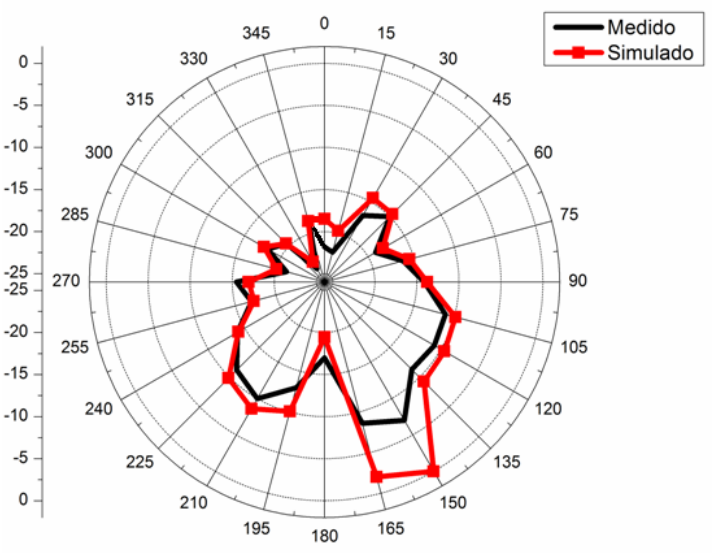


Fig.3.16: S_{11} do arranjo com dois planos de terra: medição (curva preta contínua) e simulação (curva vermelha com triângulos).

O padrão de radiação medido apresenta uma melhora na diretividade, evidenciada pela presença de apenas um lóbulo e ganho de 12,5dBi como pode ser constatado na Fig.3.17. Comparando os resultados medidos com os simulados é possível observar uma discrepância no lóbulo traseiro dos padrões. Isto devido à fixação do segundo plano de terra no suporte da câmara anecóica, que precisou ficar um pouco mais próximo da antena do que na simulação.



a) Padrão de radiação no plano de Azimute.



b) Padrão de radiação no plano de Elevação.

Fig.3.17: Padrão de radiação do arranjo de antenas **E** com dois planos de terra.

A fim de aumentar ainda mais o ganho, propõe-se o uso de um arranjo com 4 elementos e dois planos de terra conforme mostrado na Fig.3.18. Utilizando ferramenta de otimização do *HFSS®*, obteve-se um espaçamento de 17mm para o plano de terra inferior e de 11mm para o lateral. A Fig.3.19, apresenta o padrão de radiação 3D para este arranjo o qual provê um ganho típico de 16dBi.

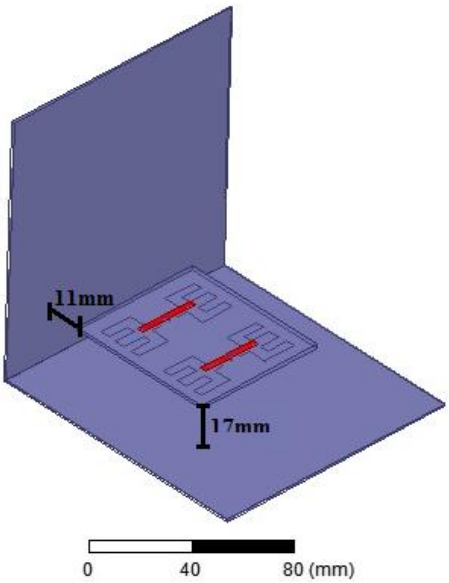


Fig.3.18: Arranjo com 4 elementos e dois planos de terra.

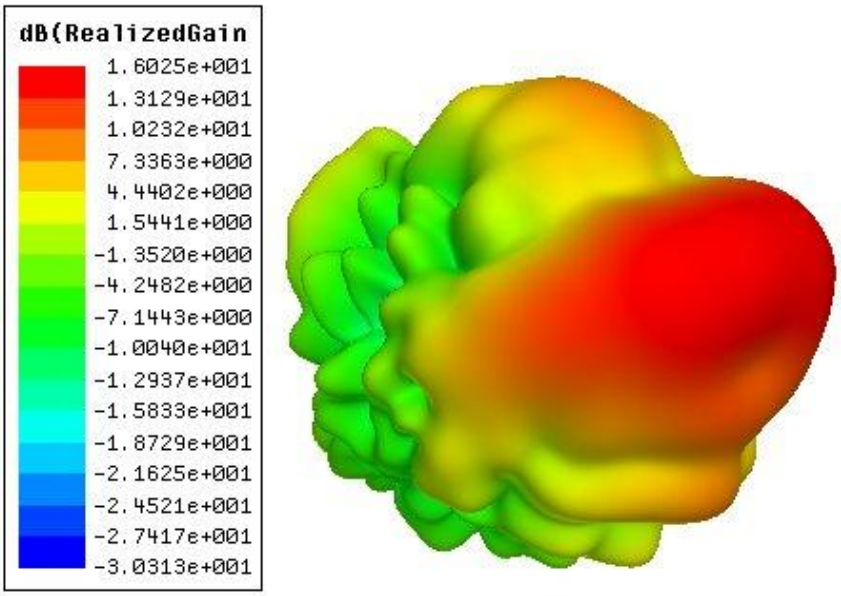


Fig.3.19: Padrão de radiação 3D.

Capítulo 4

Arranjo de antenas com padrão de radiação reconfigurável

A adaptação do padrão de radiação da antena é uma característica muito desejada por muitas aplicações de telecomunicações e radares[42]. A reconfiguração do lóbulo principal garante uma mobilidade maior para o dispositivo. Em qualquer lugar do espaço em que o transmissor se encontra ele pode adaptar seu padrão de radiação para maximizar o ganho em direção ao receptor, aumentando o alcance do enlace.

Uma das aplicações mais promissoras para esse tipo de antena é na área de aeronáutica. Os Veículos Aéreos Não Tripulados (VANTs) militares necessitam ter o maior alcance possível sem perder contato com a base em terra, enquadrando-se em um caso potencial para a utilização de antenas com padrão adaptativo. Essa aplicação também representa um grande desafio sob o ponto de vista de interferência eletromagnética[43]. A fixação da antena na fuselagem de um avião deve levar em consideração o efeito das partes metálicas sobre o padrão de radiação. Essa interação pode ser construtiva ou destrutiva, tornando necessário a realização de um estudo detalhado da posição para fixação do dispositivo.

Este capítulo descreve o desenvolvimento de um arranjo de antenas com padrão de radiação reconfigurável para aplicações em VANTs. Após a realização de uma pesquisa para definir algumas tecnologias de antenas potenciais para aplicações de arranjo reconfiguráveis em radares aerotransportados, optou-se pelo uso de um guia de onda fendido. Chegou-se a esta conclusão, pois o guia circular fendido apresenta uma estrutura propícia para a otimização do padrão de radiação, podendo-se acomodar um arranjo de fenda em seu sentido longitudinal, ao mesmo tempo, viabiliza o adequado posicionamento das chaves fotocondutivas. Por exemplo, antenas omnidirecionais tradicionais, como monopolo de um quarto de onda e dipolo de meia onda, não poderiam ser aplicados a este projeto, tendo em vista que a antena é fixada na caixa metálica que comporta todos os componentes de RF do radar (filtros, amplificadores, etc), o que implica em um plano de terra com dimensões muito maiores que as da antena. Este plano de terra iria refletir o padrão de radiação da antena criando nulos nos planos de azimute e elevação. Por outro lado, o guia pode ser fendido a uma distância

suficiente do plano de terra, a fim de compensar e/ou usar de forma eficiente a estrutura metálica do radar, afim de viabilizar a comunicação do VANT com a estação terrestre a dezenas ou até centenas de quilômetros.

4.1 Projeto do guia fendido

A estrutura da antena é formada por um guia de onda fendido para viabilizar que a onda que se propaga no interior da estrutura seja irradiada. Escolheu-se o guia circular por apresentar um grande potencial para uma radiação unidirecional[40]. Visto que almeja-se que o arranjo opere na faixa ISM de 5,8GHz, a frequência de corte deste guia deve ser menor que este valor de frequência. É possível utilizar um guia comercial, como por exemplo WC385, mas optou-se por projetar um novo guia e fabricá-lo utilizando técnicas de usinagem.

Outra característica importante é o ponto de alimentação que irá definir o modo de propagação da onda dentro do guia. Observando a distribuição característica do campo dentro do guia dado para os três primeiros modos guiados, mostrados na Fig.4.1, optou-se por excitar o guia com o modo TM01 para viabilizar uma propagação radial uniforme.

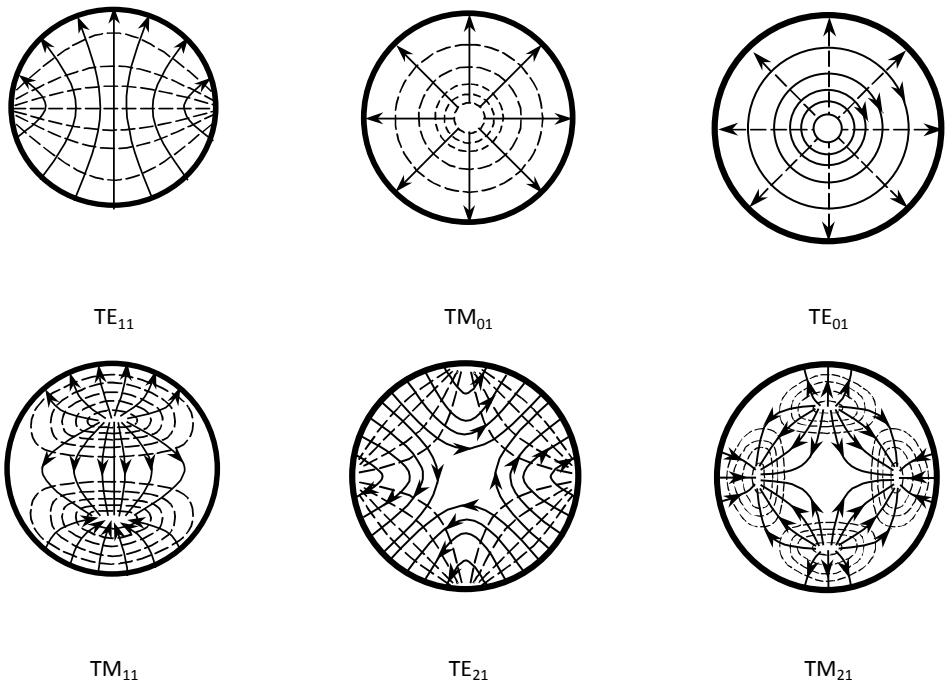


Fig.4.1: Modos de propagação no guia de onda [40].

A frequência de corte é associada ao modo guiado e ao diâmetro interno do guia. Com a frequência e o modo de propagação definidos, é possível calcular qual será o diâmetro do guia utilizando a equação 4.1[40].

$$f_c = \frac{cx_{nl}}{2\pi a} \tag{4.1}$$

onde c é velocidade da luz, a é o diâmetro do guia e x_{nl} é o valor tabelado para a raiz da função de Bessel. Como o modo guiado será um TM_{01} utiliza-se os valores tabelados para o modo TM_{nl} Tabela 4.1[40]. A partir deste equacionamento chegamos a um diâmetro $a \cong 20mm$.

Tabela 4.1: Raizes da função de Bessel de primeira ordem para modo TE

n	**l**				**n**	**l**			
	1	**2**	**3**	**4**		**1**	**2**	**3**	**4**
0	2,4049	5,5203	8,6533	11,791	**3**	6,3802	9,7610	13,014	16,223
1	3,8317	7,0156	10,174	13,323	**4**	7,5884	11,064	14,371	17,615
2	5,1354	8,4169	11,620	14,794	**5**	8,7717	12,339	15,700	18,982

Para alimentar o guia com o modo TM_{01} foi utilizada uma *probe* e elaborado um modelo computacional no *HFSS*®. Com isso, foi possível analisar e otimizar numericamente os efeitos da fenda no padrão de radiação. O modelo inicial utilizado nas simulações é apresentado na Fig.4.2.

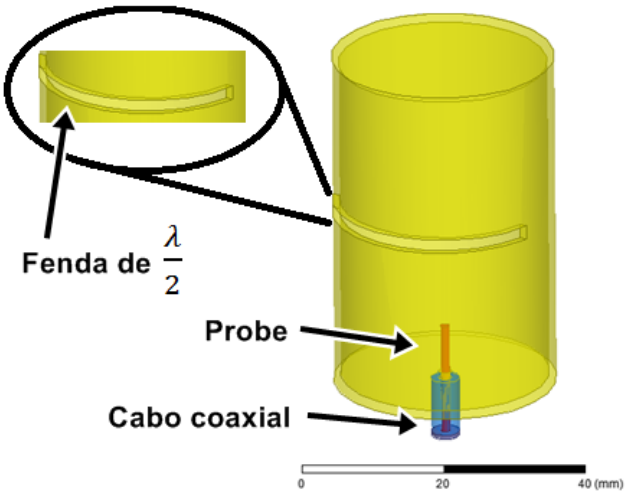


Fig.4.2: Antena guia fendido.

4.2 Simulação do arranjo e estudo de fendas

O modelo computacional apresentado na Fig.4.2 tem raio de 15mm, altura de 47,86mm e uma fenda localizada no seu centro com 2mm de largura e comprimento de meia onda (25,86mm). Este foi o primeiro modelo analisado. Com intuito de estudar o comportamento da fenda e do modo de propagação dentro do guia, a simulação foi realizada na faixa de frequência de 5 a 12GHz, Fig.4.3. A frequência de ressonância obtida foi 6,2GHz, ou seja, acima da frequência de interesse.

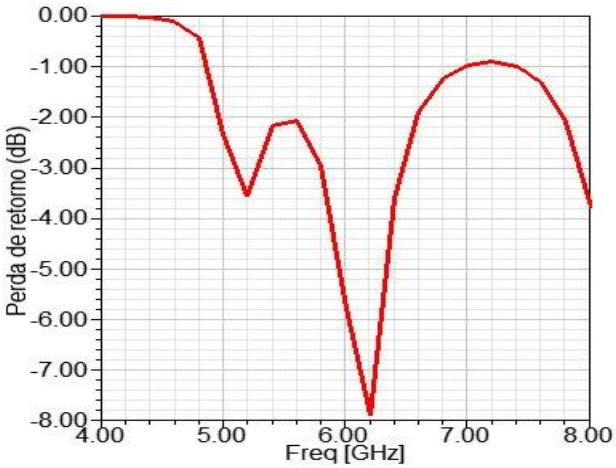


Fig.4.3: Perda de retorno do primeiro modelo analisado.

Este primeiro estudo visava encontrar a frequência de ressonância da antena para a faixa de frequência escolhida, o guia em questão não correspondeu às expectativas. Como o guia é fechado na outra extremidade, cria-se uma antena ressonante. Para encontrar as dimensões que fariam com que a antena ressoasse na frequência de 5,8GHz, conduziu-se uma série de simulações para otimizar os parâmetros com raio do guia, altura e posição da fenda. Outro parâmetro importante é a posição em que a *probe* excita o modo de propagação dentro do guia. Para conseguir excitar o modo TM_{01} deve-se fazer a excitação no sentido longitudinal do guia. A estrutura proposta está indicada na Fig.4.4.

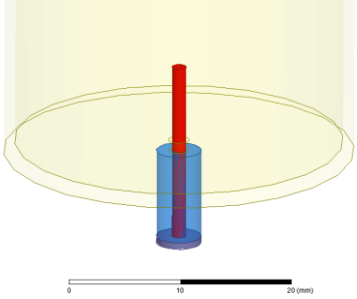


Fig.4.4 *Probe* para alimentação do guia.

Adicionalmente, a posição da *probe* também é importante para a localização da antena no avião, tendo em vista que a fixação é feita na parte de baixo do avião a configuração atual facilita a estrutura física do suporte da antena. Após algumas interações variando os parâmetros citados anteriormente o modelo apresentou medidas diferentes das iniciais, a estrutura otimizada do guia segue na Fig.4.5.

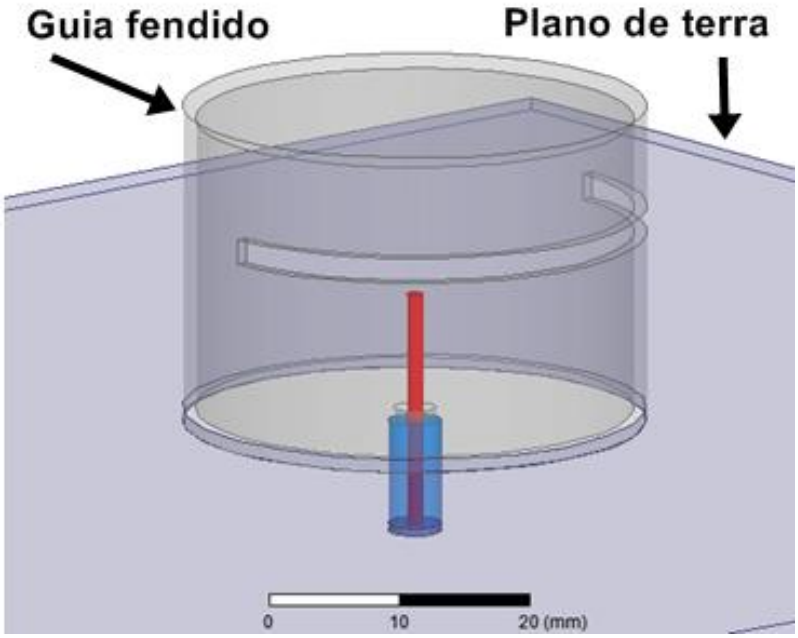


Fig.4.5: Antena com guia otimizado.

Para simular o efeito da caixa metálica do radar no desempenho da antena, uma placa de metal foi colocada abaixo do modelo. Os valores das variáveis finais estão descritos na Tabela.1. O melhor resultado de perda de retorno é reportado na Fig.4.6, na qual pode-se observar que a antena apresenta banda de 600 MHz centrada em 5,8 GHz e perda de retorno abaixo de -10 dB.

Tab. 1: Valores físicos do guia final

Raio do guia	17 mm
Altura do guia	23 mm
Largura da fenda	2mm
Espessura da parede do guia	1 mm

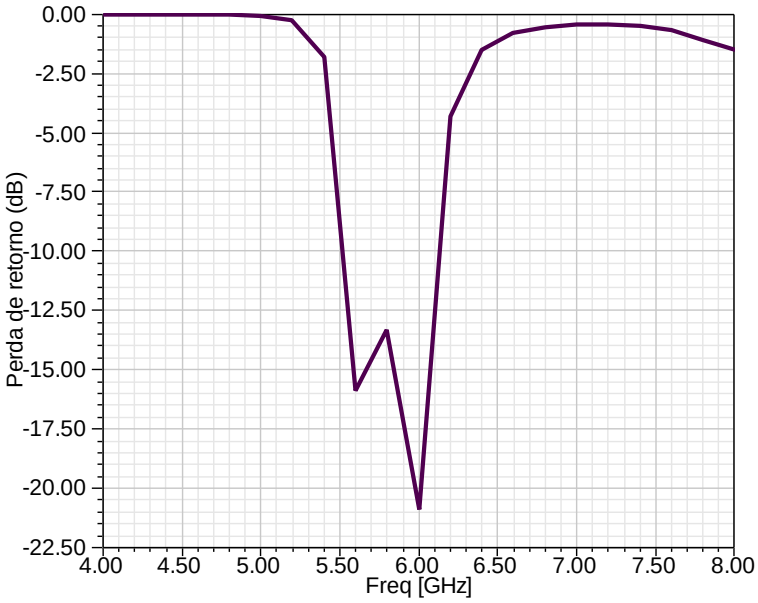
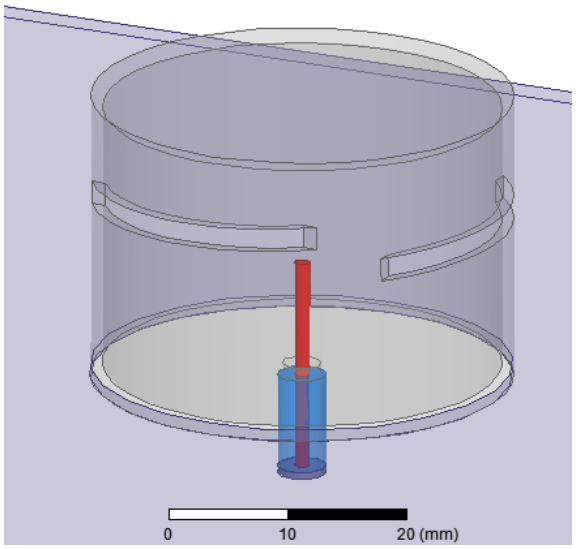
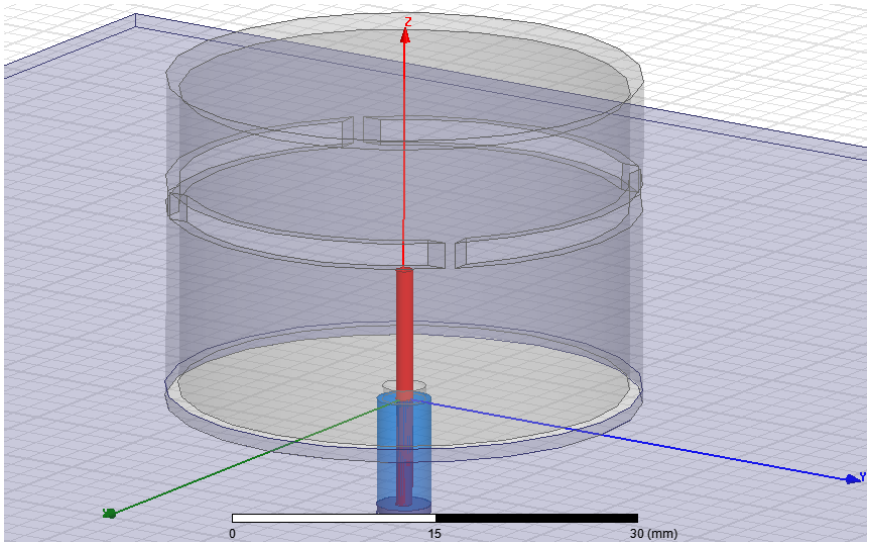


Fig.4.6: Melhor resultado de perda de retorno para guia com uma fenda.

A próxima análise foi o estudo do número de fendas para o guia fendido para garantir um padrão unidirecional e aumentar o ganho. Os modelos simulados possuíam duas e quatro fendas, as variações foram na posição das fendas e no ângulo delas em relação ao guia. As imagens das Figs. 4.7a e 4.7b mostram dois modelos utilizados nas simulações: o primeiro é uma antena com duas fendas inclinada; o segundo um modelo com quatro fendas. O resultado obtido com a variação do ângulo da fenda não representou nenhum avanço na ressonância da antena como vemos em Fig.4.8. Os resultados com as fendas em 15, 30 e 45º apenas diminuíram o valor da perda de retorno tornando a banda muito estreita.



a) Guia com fendas anguladas.



b) Guia com 4 fendas.

Fig.4.7: Tipos de fendas estudadas.

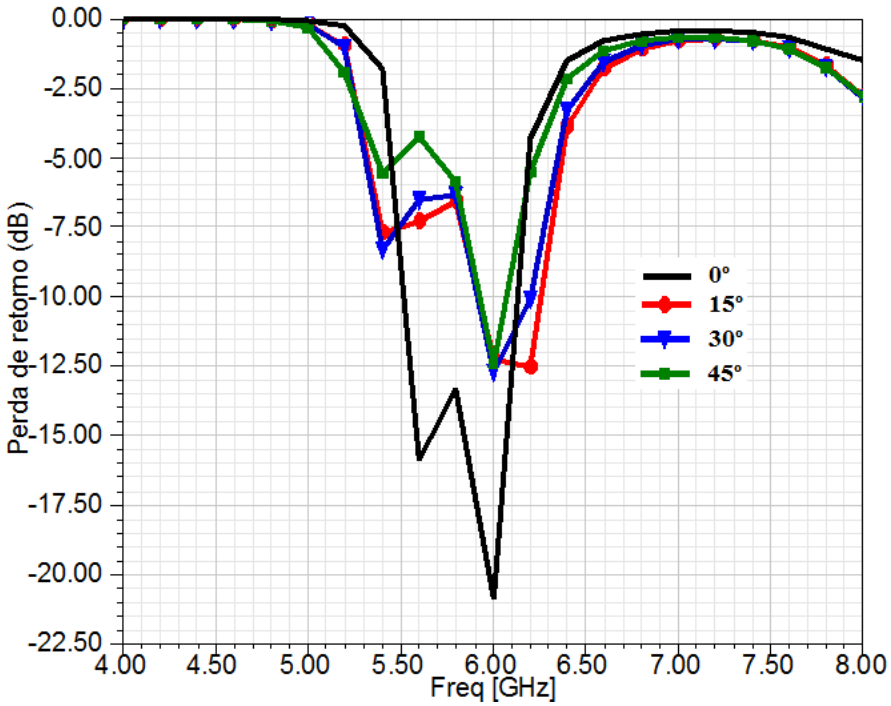


Fig. 4.8: Varredura do ângulo das fendas: vermelho com círculos (15º); azul com triângulos (30º); verde com quadrados (45º); preto contínuo, valor de referencia de uma fenda (0º).

Já o resultado da simulação com quatro fendas foi muito promissor, como pode-se observar na Fig.4.9, o resultado de S_{11} possui uma banda de 8,33% com ponto de

mínimo de -18 dB em 6GHz. Apesar de uma pequena diminuição na perda de retorno, foi possível aprimorar o modelo para que tenha uma boa banda mesmo com a presença de 4 fendas, pré requisito primordial para uma irradiação unidirecional. A fenda otimizada está a 14 mm acima da base do guia, o que representa um pouco mais de λ/4 para 5,8GHz. O padrão de radiação visto na Fig.4.10, também é muito promissor por ser unidirecional e apresentar um ganho máximo de 4,85 dBi e 2,3dBi no plano do campo magnético, que seria a condição na qual o VANT estivesse bem distante da estação terrestre.

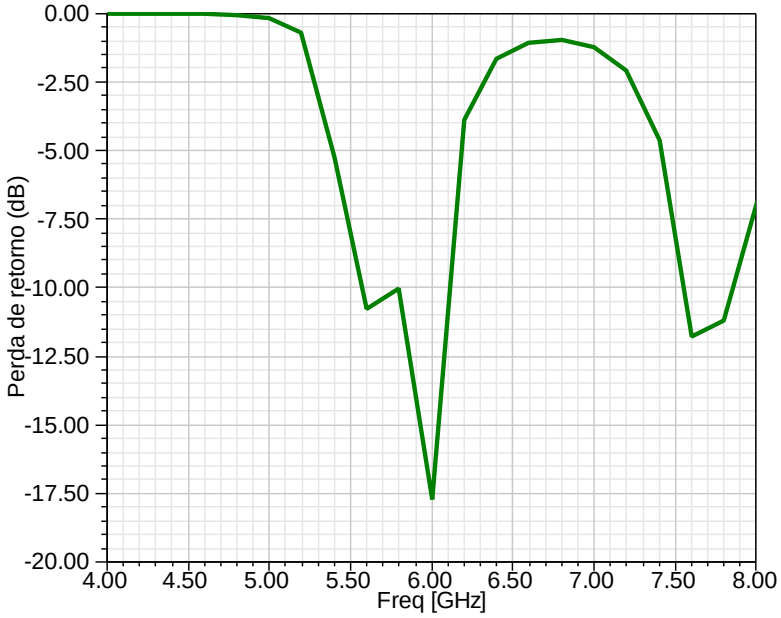
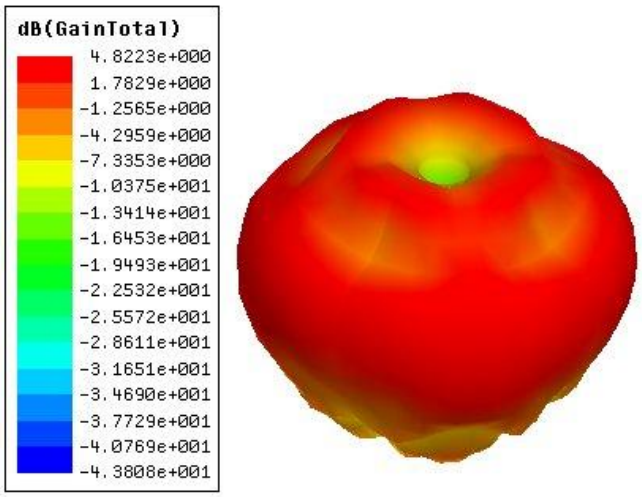
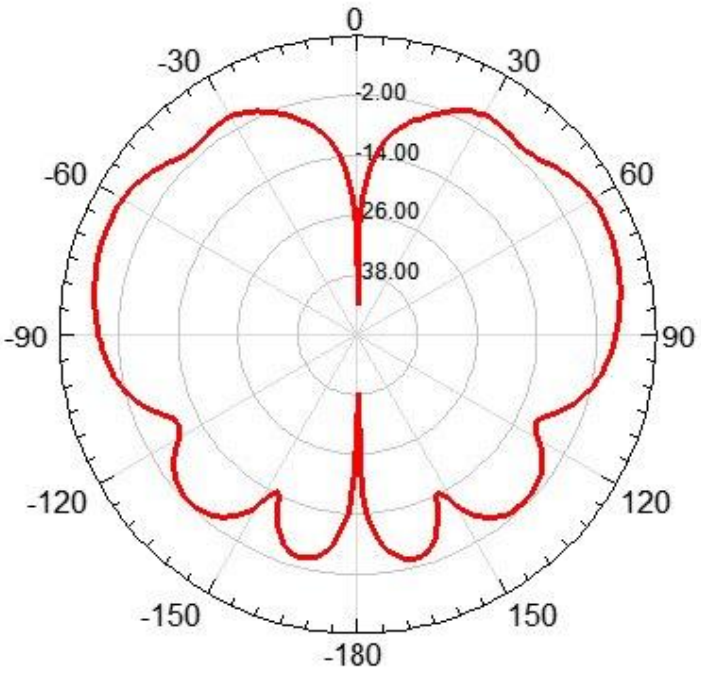


Fig.4.9: Melhor resultado com 4 fendas.



a) Padrão de radiação 3D.



b)Padrão de radiação no plano do campo elétrico.

Fig.4.10: Ganho do guia com 4 fendas.

O ganho para a antena com quatro fendas era muito promissor mas, já levando em consideração variáveis como potência irradiada e sensibilidade do receptor, ainda era necessário um aumento da irradiação na direção do horizonte, com a finalidade de atingir um enlace de dezenas ou até centenas de quilômetros. A solução foi inibir a ação das fendas que não estivessem sendo utilizadas para direcionar a irradiação apenas para uma fenda, aumentando o ganho na direção selecionada.

Para conseguir o efeito de "fechar" a fenda, pode-se utilizar um diodo (reconfiguração elétrica) ou uma chave fotocondutiva (reconfiguração óptica) para interromper a irradiação na fenda desejada. Cada fenda possui uma extensão de λ/2 permitindo a passagem da onda que se propaga no guia com frequência de 5.8GHz. Quando a chave é acionada, a fenda deixa de ter λ /2 e passa a ter λ /4, com isso à fenda não é mais excitada pela onda guiada de 5.8GHz e a antena não irradia mais através desta fenda.

O modelo final com as chaves fotocondutivas, Fig.4.11, foi analisado no software *HFSS*®, com o qual pôde-se emular o efeito da inibição das fendas. Assim como previsto, conseguiu-se um aumento no ganho máximo, que passou de 4,8 para

7,8dBi, ou seja, um aumento de 3 dB. O diagrama de irradiação final para uma fenda aberta pode ser visto na Fig.4.12

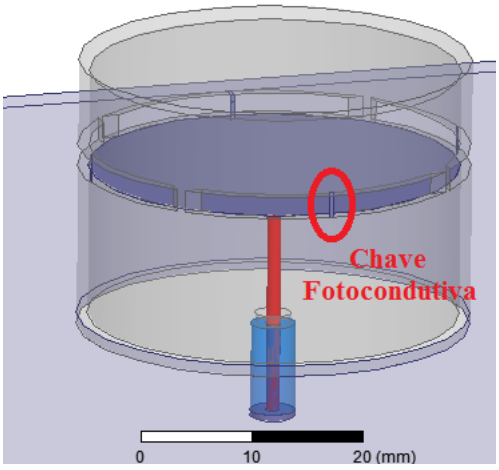
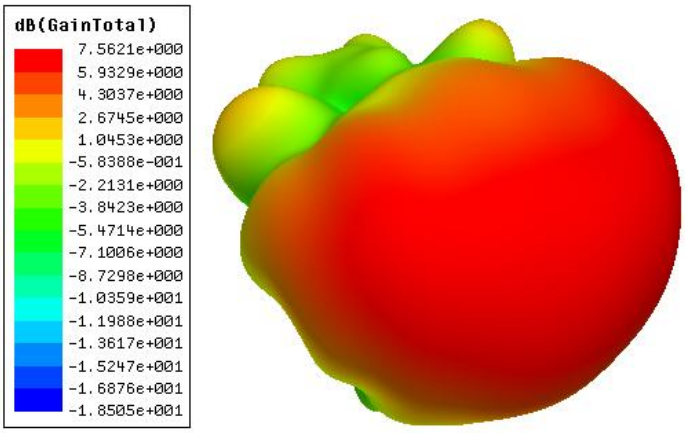
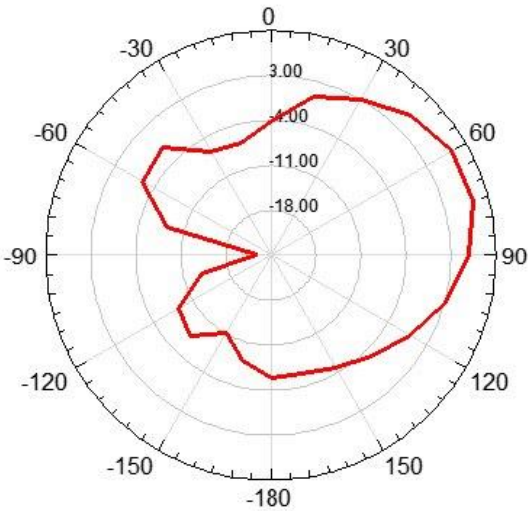


Fig.4.11: Modelo final com 4 diodos.



a) Padrão 3D.



b) Padrão 2D no plano do campo elétrico.

Fig.4.12: Padrão de radiação com apenas uma fenda aberta.

Observar-se também o efeito do fechamento das fendas na Fig.4.13, que apresenta a distribuição do campo elétrico dentro do guia no plano longitudinal da antena. O campo concentra-se e é mais intenso na região da fenda que está aberta, comprovando que apenas uma fenda está irradiando.

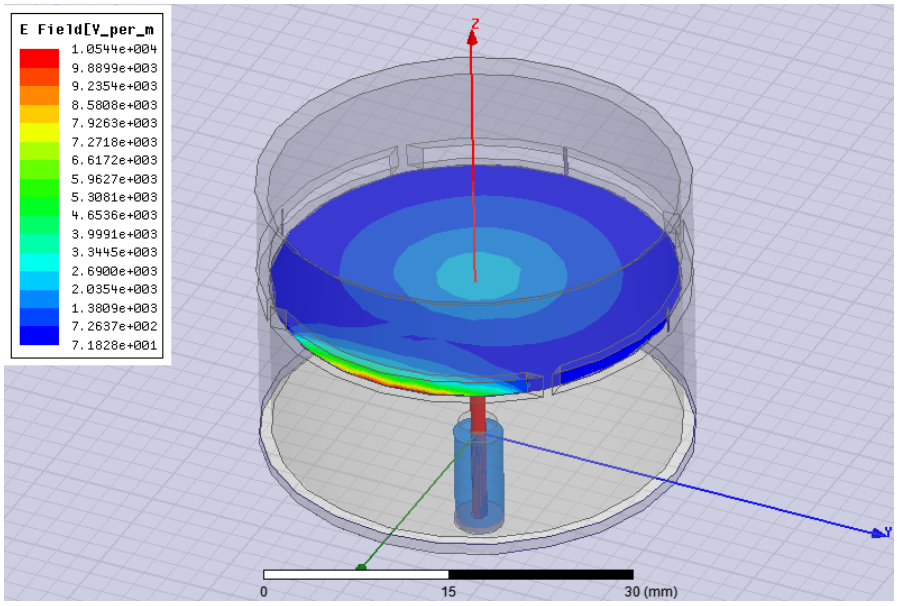


Fig.4.13: Distribuição do campo elétrico dentro do guia de onda.

A partir da configuração com quatro fendas, os testes passaram a ser realizados incorporando o VANT nas simulações: 7 metros de envergadura das asas e 2 metros do bico à cauda. A Fig.4.14 mostra o modelo do VANT utilizado nas simulações. A grande dificuldade enfrentada para esta simulação foi o domínio computacional, que representa cerca de 18.000 λ^3 para a frequência de 5,8GHz, o que implica em um tempo computacional e uma quantidade de memória RAM muito grande.

A simulação com o avião completo consumiu 80GB de RAM e utilizou um método híbrido de simulação, onde a antena e o plano de terra foram simulados com método dos elementos finitos e o VANT foi simulado com método dos momentos. Essa técnica reduz muito o tempo computacional, pelo fato de não ser necessário criar uma malha adaptativa para toda a estrutura do avião. O resultado ilustrado na Fig.4.15 é com todas as chaves abertas, portanto a antena adquire uma característica omnidirecional.

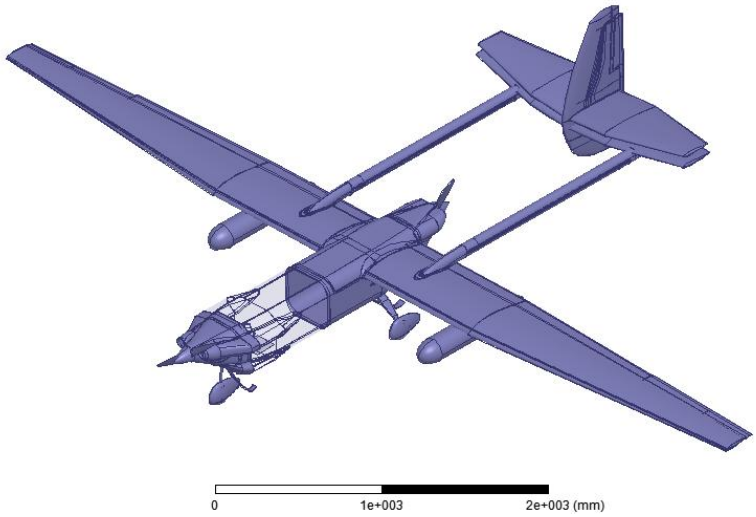


Fig.4.14: Modelo completo do VANT.

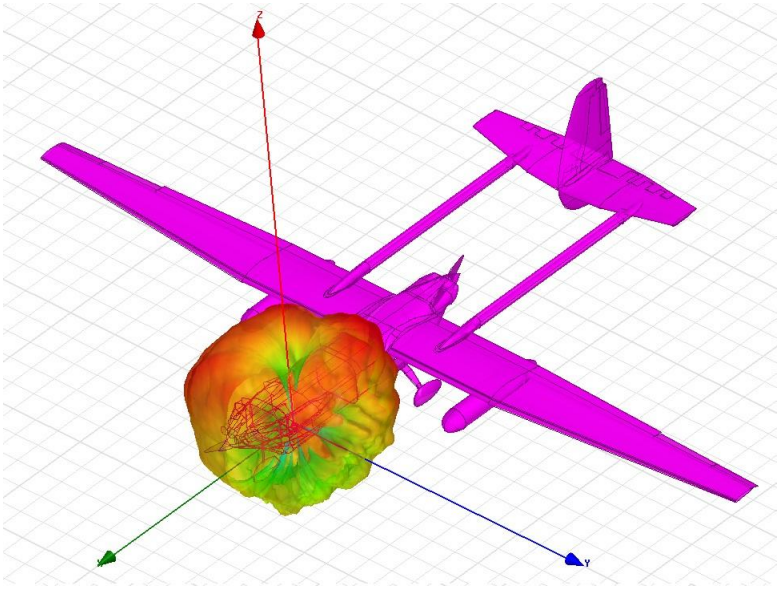


Fig.4.15: Padrão de radiação com todas as chaves abertas.

4.3 Construção e medição do protótipo

Para validar os resultados obtidos nas simulações computacionais, um protótipo foi construído e submetido a diversas medidas, efetuadas dentro da câmara anecóica do Inatel. O protótipo foi construído de latão com banho de zinco para facilitar a fixação das chaves fotocondutivas utilizando estanho para a solda. Para facilitar a montagem da *probe*, a tampa superior foi soldada posteriormente, visto que o seu tamanho é uma variável critica para o sucesso do dispositivo, assim como a cavidade formada internamente. Para evitar erros de montagem, o condutor central do conector foi medido e usinado para atingirmos com exatidão o valor da sonda de alimentação projetada

anteriormente. O conector foi fixado e a tampa foi soldada, selando a cavidade que formaria a antena de guia ressonante fendido e o plano de terra, equivalente à caixa metálica do radar, foi acrescentado, como mostra a Fig.4.16.



a) Conector na parte inferior. b) Tampa soldada posteriormente.

Fig.4.16: Protótipo com *probe* e tampa.

A medição do padrão de radiação foi realizada na da câmara anecoica do Inatel, como ilustrado na Fig.4.17. Utilizando o método de comparação entre três antenas os padrões de radiação no plano E e H foram medidos e comparados com os resultados simulados com pode-se observar na Fig.4.18. Os padrões de radiação estão em excelente concordância com as simulações com ganho medido de G = 8dBi. Devido a um problema de fabricação da antena, a cavidade interna ficou 1mm menor do que o valor projetado, o que causou um deslocamento na frequência de ressonância. Essa variação pode ser observada na Fig.4.19, a qual apresenta S11 de aproximadamente -10dB.

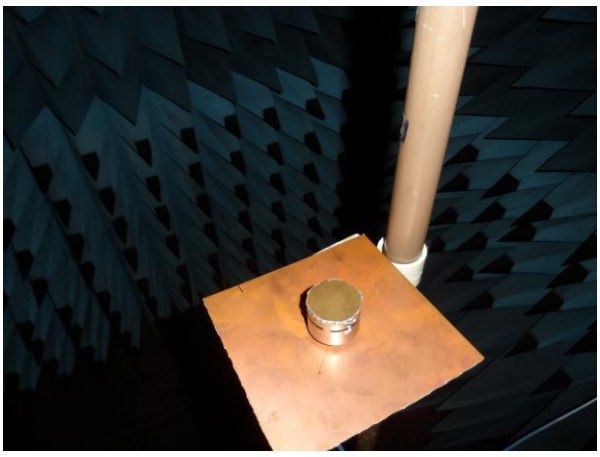
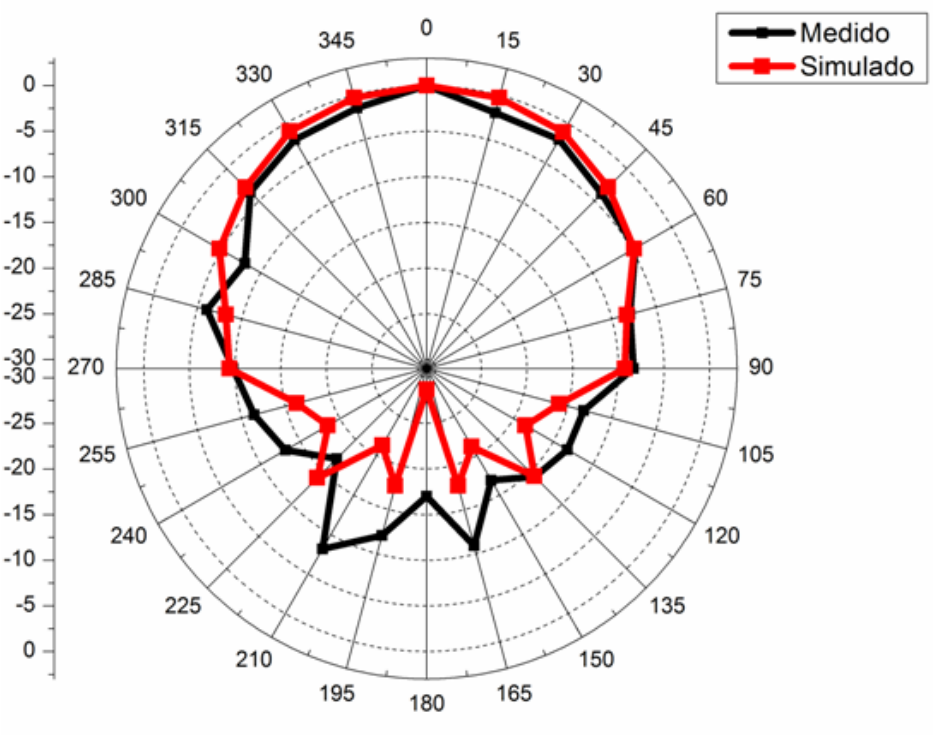
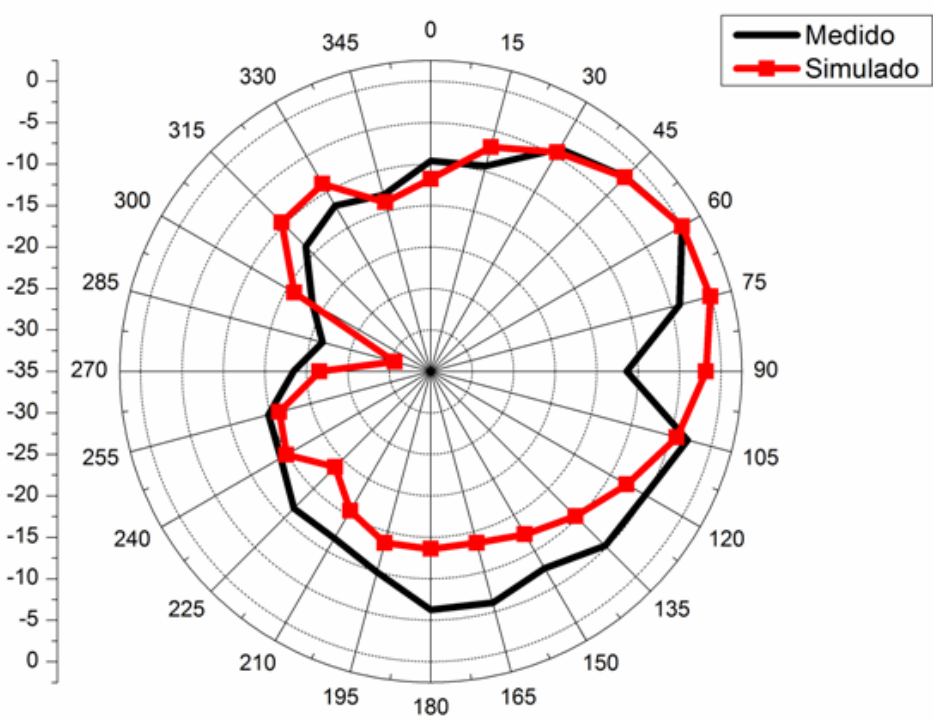


Fig.4.17: Antena medida dentro da câmara anecóica.



a) Padrão de radiação no plano de azimute, medido comparado ao simulado.



b) Padrão de radiação no plano de elevação, medido comparado ao simulado.

Fig.4.18: Padrão de radiação nos planos E e H.

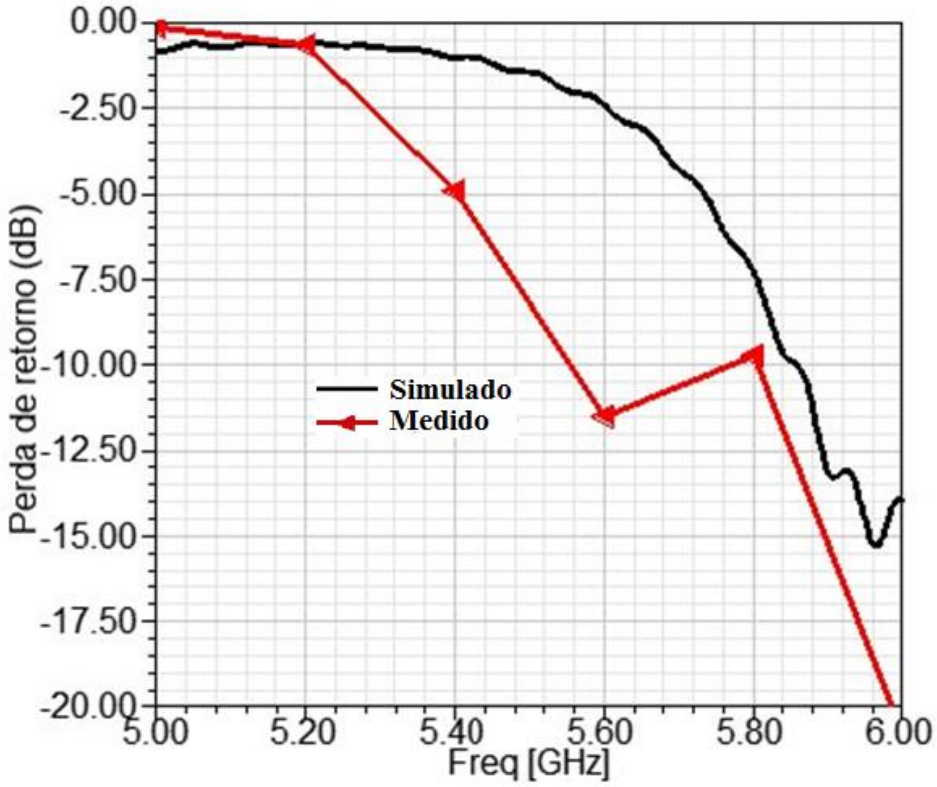


Fig.4.19: Perda de retorno do guia circular fendido: simulada (curva vermelha com triângulos) e medida (curva preta contínua).

Capítulo 5

Arranjo de antenas com polarização e padrão de radiação reconfiguráveis

Como visto nos últimos capítulos, existem várias técnicas para se adaptar características eletromagnéticas de antena. No terceiro capítulo foi apresentado o desenvolvimento de um arranjo de antena com banda reconfigurável. Já o capítulo 4 descreveu o projeto e a fabricação de um arranjo de antenas com padrão de radiação reconfigurável.

Neste Capítulo será apresentado um arranjo de antenas com padrão de radiação e polarização reconfiguráveis. A técnica utilizada por esse arranjo é baseada na defasagem entre as excitações das antenas, utilizando um alimentador em guia de onda capaz de variar a defasagem entre os elementos e adaptar as suas características eletromagnéticas. Esta técnica de reconfiguração é conhecida como monopulso e pode ser utilizada para rastreamento de aeronaves [20][44][45]. Esta tecnologia permite a varredura nos planos azimutal e de elevação. Com isso consegue se rastrear a aeronave e coletar informações de velocidade, coordenadas geográficas e altitude [46][47][48]. Quando todos os elementos do arranjo são alimentados em fase, maximiza-se o ganho e, consequentemente, aumenta-se o alcance do enlace. A Fig.5.1 apresenta uma fotografia de um VANT chamado SARVANT, produzido com tecnologia nacional [49] e usado para sensoriamento remoto [50].



Fig.5.1: Fotografia de um VANT com tecnologia nacional.

5.1 Projeto do arranjo de antenas corneta

Para conseguir uma antena com alto ganho e viabilizar um enlace de dados de maior alcance, projetou-se uma antena parabólica e o primeiro passo foi desenvolver iluminador. Para esse tipo de estrutura de antena é muito comum utilizar antenas corneta piramidais, que tem uma capacidade maior de iluminam o paraboloide de forma simétrica e eficiente.

O projeto da antena corneta para faixa de 5,8GHz foi realizado utilizando a teoria da literatura clássica. Os seus principais parâmetros de projeto estão ilustrados na Fig. 5.2[40]. As variáveis de projeto definem as seguintes características:

- Dimensões do guia a ser utilizado (a e b)
- Ganho desejado (G)
- Abertura da corneta (a_c e b_c)
- Comprimento da corneta (L_h)
- Comprimento lateral da abertura (l_e e l_h)

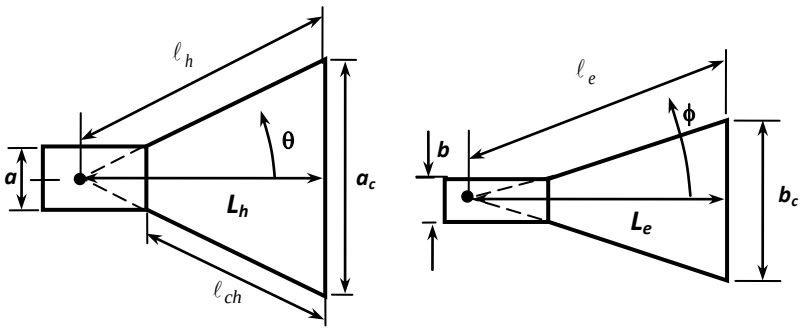


Fig.5.2: Geometria da antena corneta piramidal.

Para facilitar a produção do protótipo final foi utilizado um guia de onda comercial. O guia comercial que se encaixa para a frequência de projeto é o WR159 que possui as seguintes dimensões: a = 40,39mm e b = 20,19mm. Almeja-se um ganho de pelo menos 11dBi e abertura de feixe igual nos planos E e H. Igualando os feixes de 3dB para os dois planos, partimos para os cálculos da abertura da corneta, como nas equações [40]:

$$a_c \cong 0.468\,\lambda\sqrt{D} \tag{5.1}$$

$$b_c \cong 0.346\,\lambda\sqrt{D} \tag{5.2}$$

Onde a_c é a medida da abertura no plano H e b_c a do plano E.

O próximo passo é o calculo do comprimento das laterais da corneta em relação ao guia de onda no plano E. Calculado através da equação 5.3 [40]:

$$l_e \cong (0{,}13 + 0{,}0582D)\lambda \tag{5.3}$$

A abertura para o plano H é definida na equação 5.4 [40].

$$l_h = \left(\frac{a_c}{a_c - a}\right)\sqrt{[l_e^2 - \left(\frac{b_c}{2}\right)^2]\left(\frac{b_c - b}{b_c}\right)^2 + \left(\frac{a_c - a}{2}\right)^2} \tag{5.4}$$

Para finalizar o projeto define-se os cantos da abertura da antena, utilizando a lei da semelhança de triângulos os valores de l_c podem ser obtidos através das equações 5.5 e 5.6.

$$l_c = \sqrt{\left(\frac{a_c - a}{a_c}\right)^2 l_h^2 + \left(\frac{b_c - b}{2}\right)^2} \tag{5.5}$$

$$l_c = \sqrt{\left(\frac{b_c - b}{b_c}\right)^2 l_h^2 + \left(\frac{a_c - a}{2}\right)^2} \tag{5.6}$$

O resultado final pode apresentar diferenças entre as equações 5.3 e 5.4 fazendo com que as equações 5.5 e 5.6 apresentem valores diferentes para as medidas de canto da corneta. Essa discrepância pode ser resolvida de forma matemática, mas com os recursos de simulação disponíveis, optou-se por ajustar a antena com um modelo computacional. Com as dimensões da antena definidas um modelo computacional foi construído para a otimização do padrão de radiação e da alimentação do guia.

A Fig. 5.3 apresenta o modelo inicial utilizado para simulação de apenas uma corneta casada em 50 Ohms. A alimentação da antena foi feita utilizando uma *probe*, Fig. 5.4. Este método é utilizado para excitar o modo fundamental TE_{10}, que será guiado até a boca da corneta onde será irradiado.

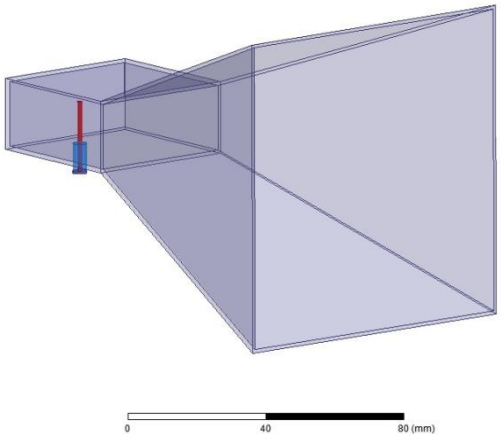


Fig.5.3: Modelo inicial da simulação.

A Tabela 5.1 demonstra os parâmetros iniciais da antena

Tabela 5.1: parâmetros da antena calculada

Parâmetros	Medidas em mm
a_c *e* b_c (abertura da corneta)	92,00 mm
a (Dimensão do guia a ser utilizado)	43,35 mm
b (Dimensão do guia a ser utilizado)	19,27 mm
h (comprimento da corneta)	100,00 mm

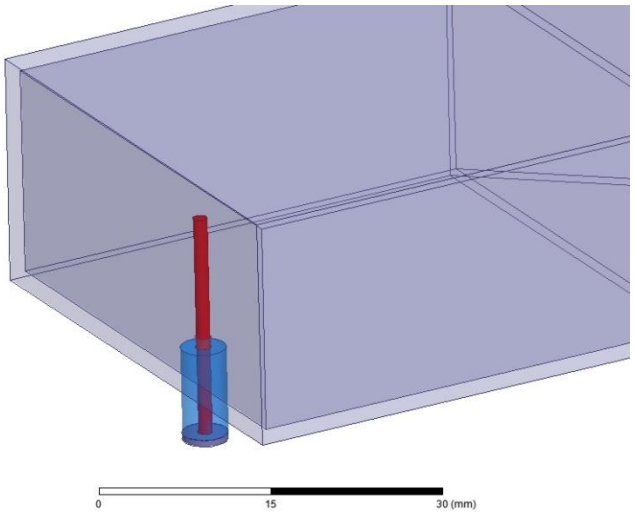


Fig.5.4: Alimentação utilizando a *probe*.

Com a antena já simulada e otimizada, observou-se que a curva de perda de retorno, apresentada na Fig. 5.5, possui ressonância em 5,8GHz e uma banda de 12,4%. Já o padrão de radiação, Fig.5.6, possui um lóbulo principal simétrico em azimute e elevação, com ganho de 13,8dBi. O próximo passo foi o projeto do arranjo utilizando como elementos a antena corneta previamente projetada.

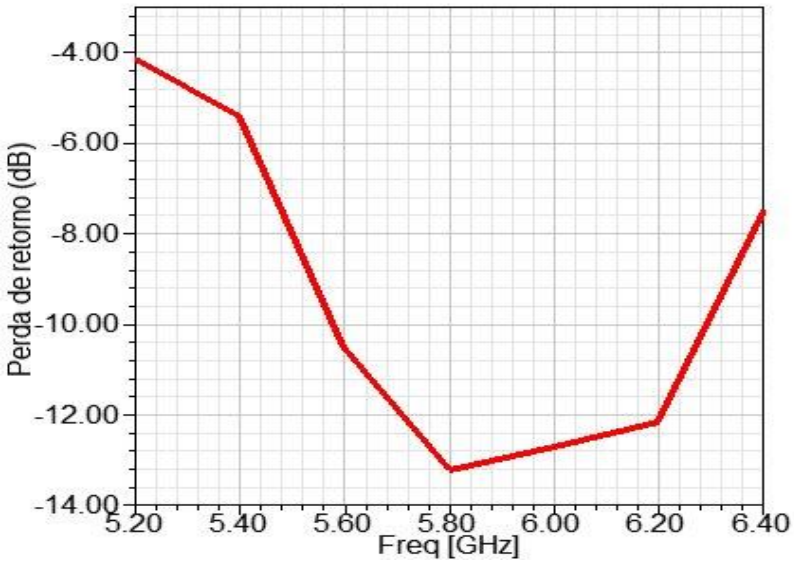


Fig.5.5: perda de retorno da antena.

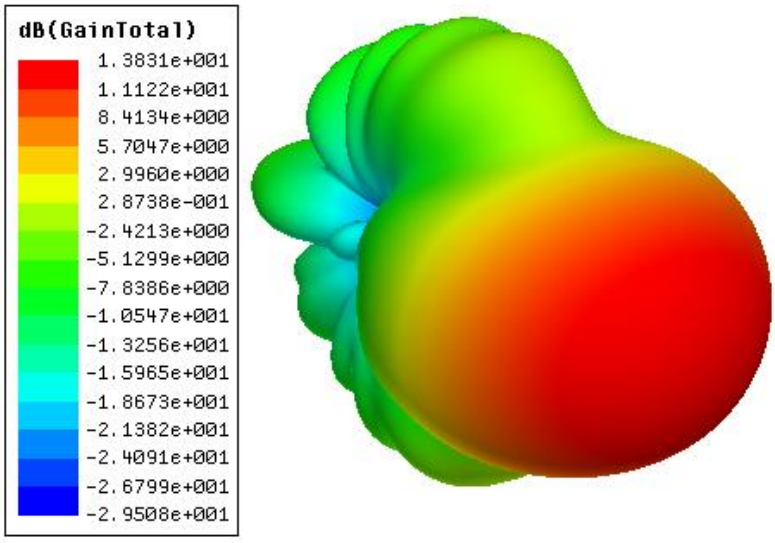


Fig.5.6: Ganho 3D simulado da antena.

Para permitir a utilização da alimentação com monopulso, torna-se necessário projetar um arranjo com e antenas cornetas. Foram realizadas análises numéricas para

obter um modelo adequado para uma antena do tipo monopulso; o melhor resultado é apresentado na Fig.5.7. Este arranjo apresenta banda de 380MHz na faixa de interesse conforme apresentado na Fig.5.8 sendo que as quatro antenas possuem a mesma banda e por consequência suas curvas estão identicas.

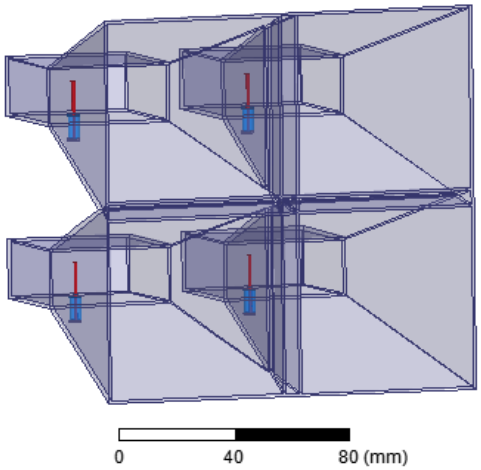


Fig.5.7: Arranjo com 4 cornetas.

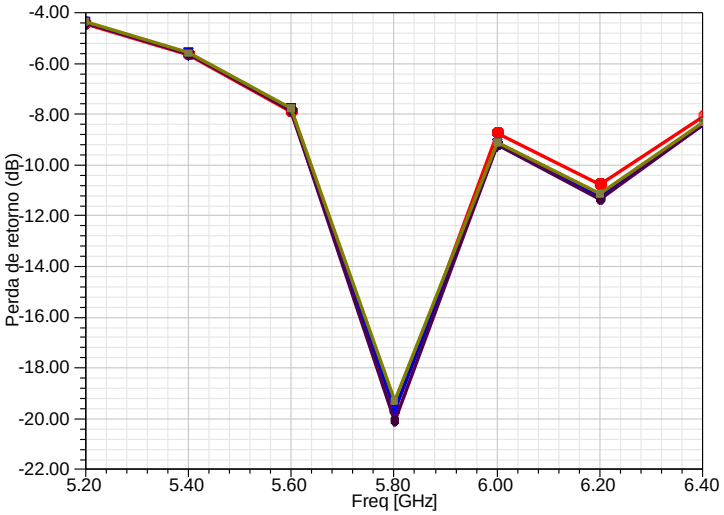
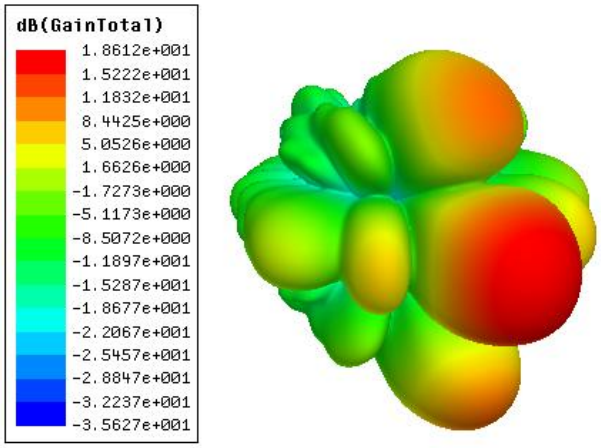


Fig.5.8: Perda de retorno para os quatro elementos do arranjo.

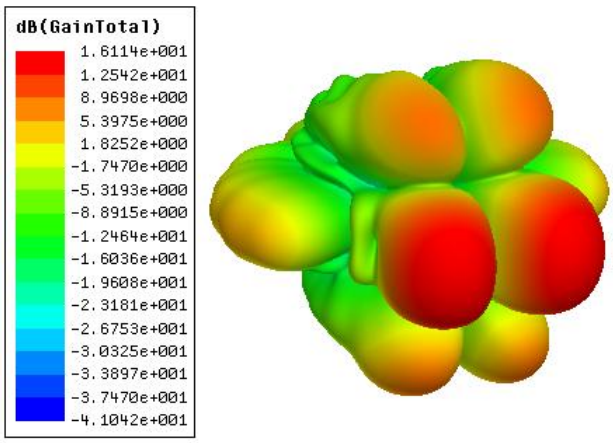
Para obter o efeito de monopulso, a antena foi alimentada de três diferentes formas:

1. Todas as antenas em fase
2. Antenas com alimentação defasadas de 180^o no plano horizontal
3. Antenas com alimentação defasadas de 180^o no plano vertical

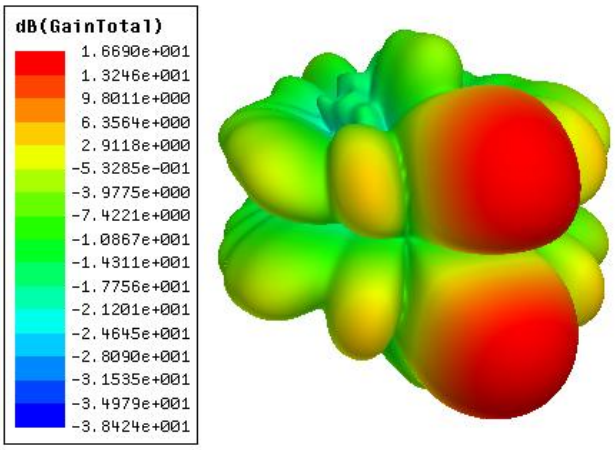
Essas alimentações permitem dois regimes de funcionamento do radar. Utilizando as antenas em fase, Fig. 5.9a, maximiza-se o ganho, com a finalidade de aumentar o alcance para comunicação com a aeronave. Utilizando as defasagens de 180^{o} na horizontal e na vertical, é possível fazer o rastreamento da aeronave nos planos azimutal e de elevação. O padrão apresentado na Fig. 5.9b, pode ser utilizado para fins de rastreamento e determinação de velocidade do alvo. Já o da Fig. 9c, tem por objetivo coletar informações de altitude. Os ganhos obtidos variam conforme a estrutura do padrão de radiação, para a transmissão de dados o ganho ficou em 18,5dBi, já para o rastreamento os ganhos caem pelo fato da alimentação estar defasada, gerando dois lóbulos em vez de apenas um.



a) Alimentação em fase.



b) Alimentação defasada de 180^{o} na horizontal.



c) Alimentação defasada de 180º na vertical.

Fig.5.9: Ganhos do arranjo de antenas corneta.

Mesmo com ganho maior do que era esperado para a antena, os lóbulos secundários para todas as três configurações ainda estavam muito altos, como pode-se constatar em Fig.5.10. Observa-se a diferença do lóbulo principal para o secundário, no pior caso é de menos de 10dBi. Com um lóbulo secundário tão acentuado o modelo com paraboloide iria ficar prejudicado.

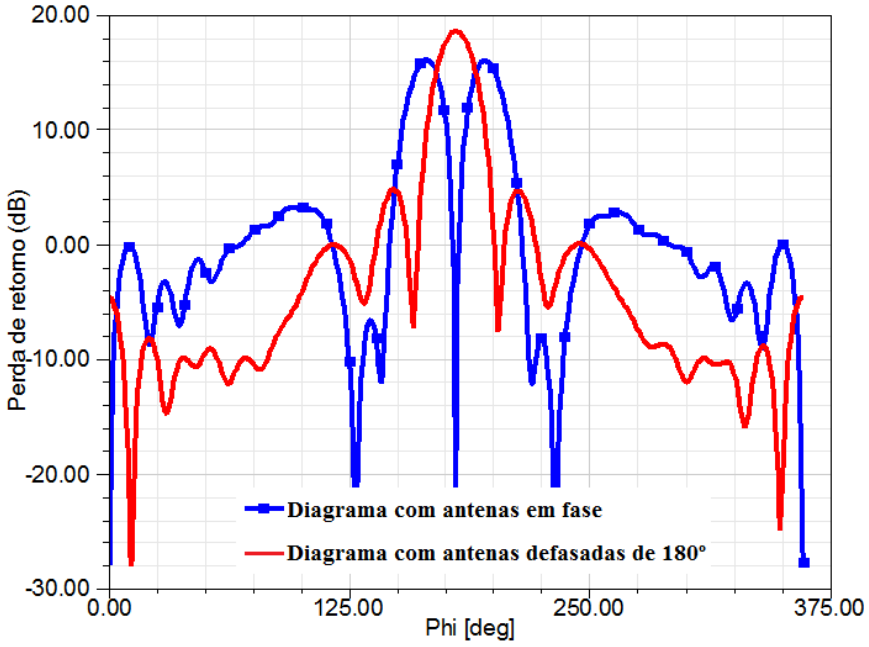


Fig.5.10: Padrão de radiação no plano elétrico para antenas em fase e defasadas de 180º.

Para diminuir os lóbulos laterais foi necessário um estudo muito sensível da posição das antenas. Este trabalho propõe a estrutura irradiante apresentada na figura Fig. 5.11. Suas medidas são ilustradas na Tabela 2.

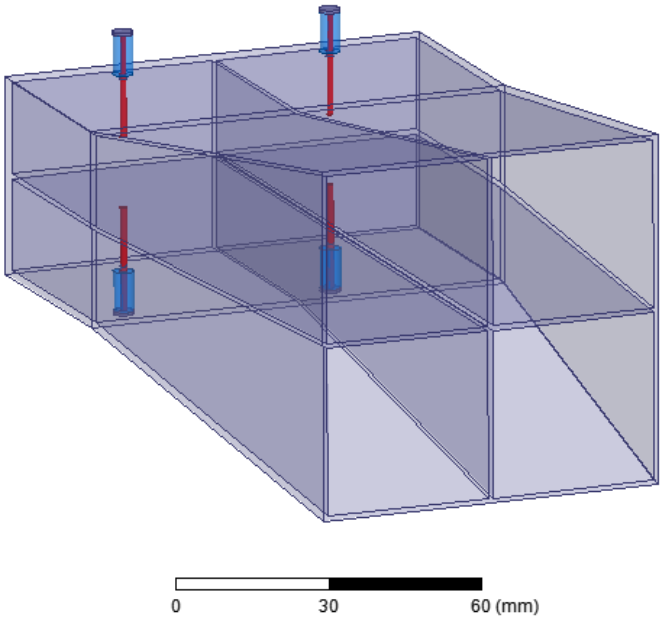
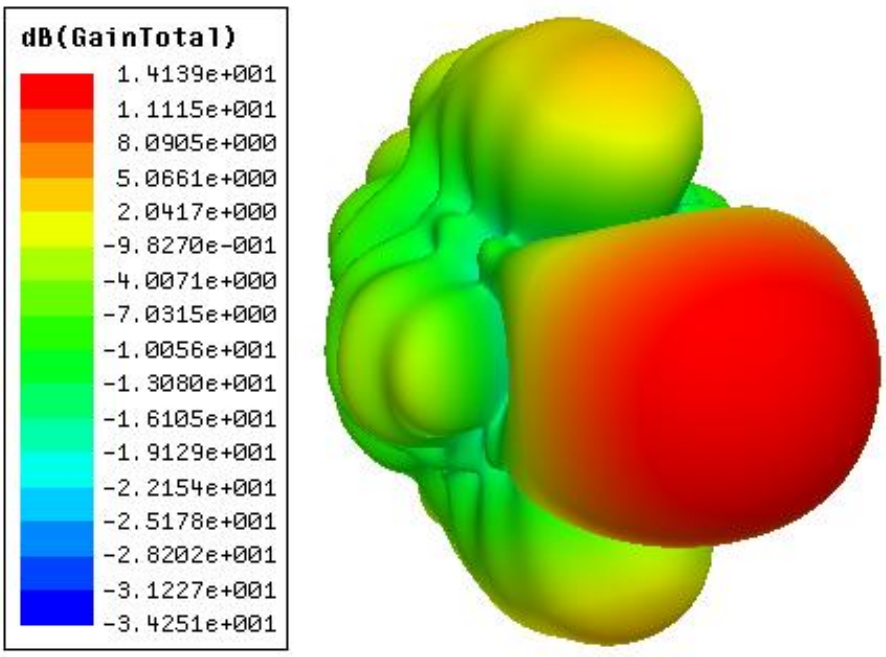


Fig.5.11: Proposta de arranjo de antenas corneta para radar monopulso.

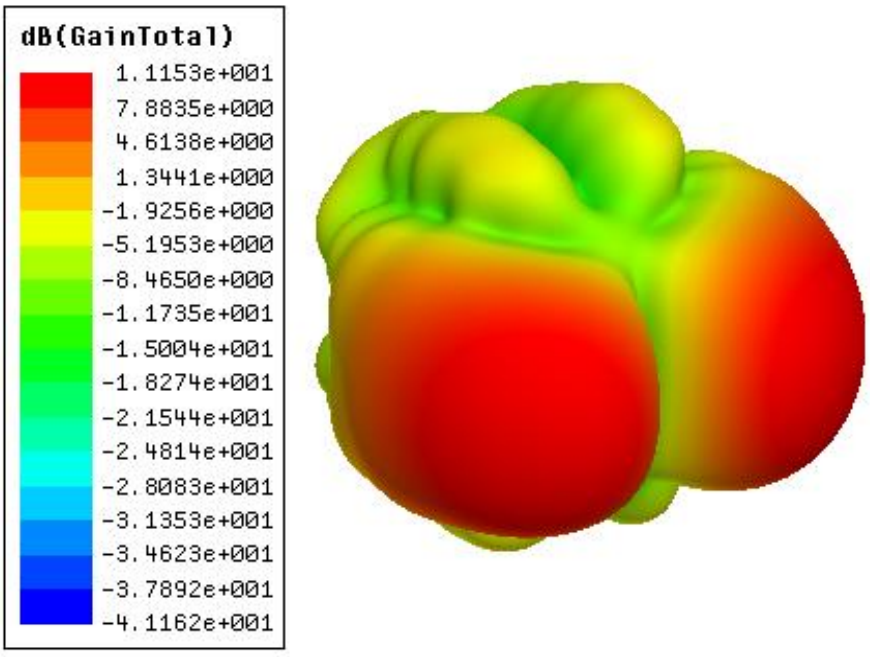
Tabela 2: Medidas do arranjo final

Parâmetros	Medidas em mm
$\boldsymbol{a_c}$ e $\boldsymbol{b_c}$ (abertura da corneta)	72 mm
$\boldsymbol{a}$(Dimensão do guia a ser utilizado)	42,85 mm
$\boldsymbol{b}$(Dimensão do guia a ser utilizado)	18,76 mm
$\boldsymbol{h}$ (comprimento da corneta)	100 mm

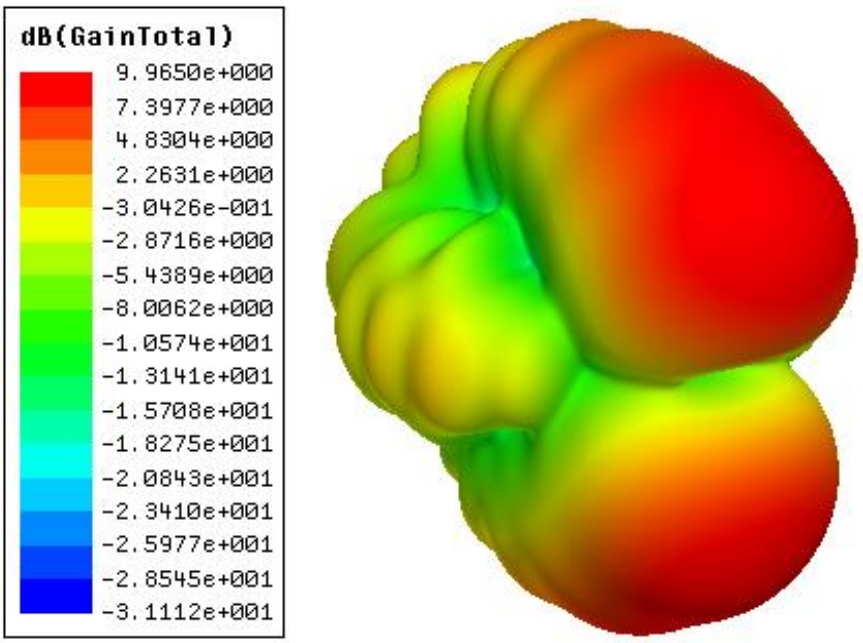
O padrão de radiação para esse modelo foi muito satisfatório. O ganho é inferior ao do antecessor, mas um parâmetro importante foi alcançado: os lóbulos secundários são muito menor que os ganhos maximos para essa montagem. Como observa-se na Fig. 5.12, os ganhos são 14,13dBi, 11,15dBi e 9,96dBi para os padrões em fase, defasamento horizontal e defasamento vertical respectivamente. Os ganhos obtidos são suficientes para iluminar apropriadamente o parabolóide a ser utilizado.



a) Padrão em fase.



b) Padrão defasado na horizontal.



c) Padrão defasado na vertical.

Fig.5.12: Padrões de radiação para os três regimes de funcionamento.

Os resultados para esta antena foram promissores, incluindo a perda de retorno que ficou abaixo de -10 dB ao longo da faixa de 5,36 a 6,16 GHz, perfazendo uma banda de 830 MHz como na Fig.5.13. O deslocamento do ponto de mínimo para 5,6GHz será corrigido com o alimentador do radar de monopulso, com isso vislumbra-se retornar o centro da banda para 5,8GHz.

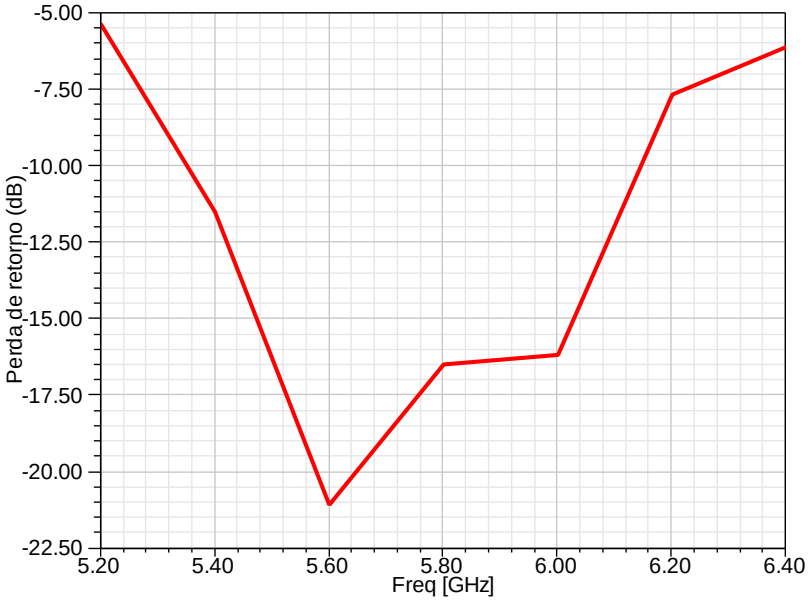


Fig.5.13: Perda de retorno do arranjo final.

5.2 Projeto do alimentador de monopulso

Após a definição do arranjo a ser utilizado, passou-se a trabalhar no desenvolvimento do alimentador para se obter as defasagens necessárias para o rastreamento. Os primeiros modelos simulados partiram de uma referência conhecida da literatura ilustrada na Fig.5.14 [51].

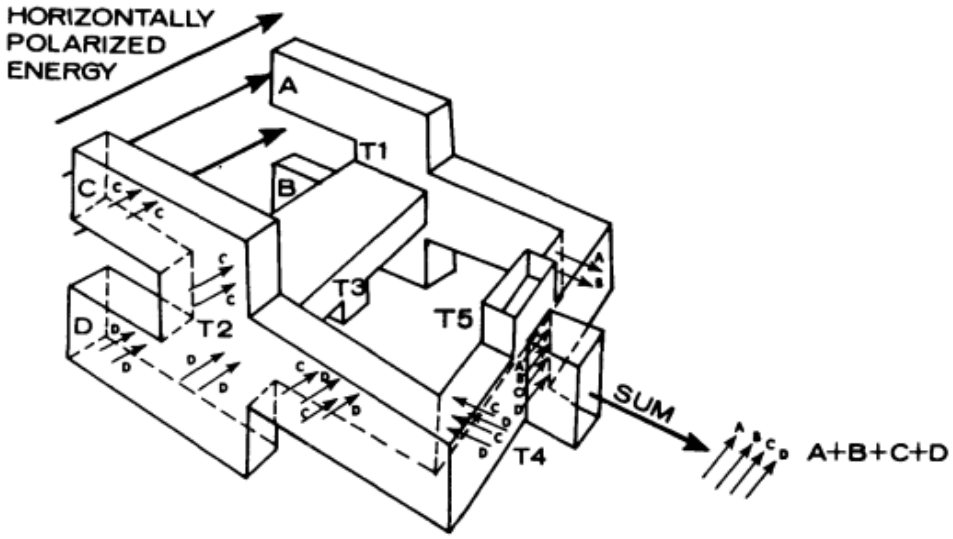
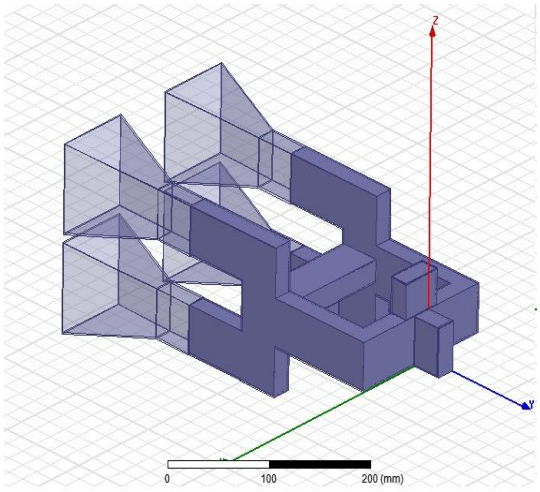


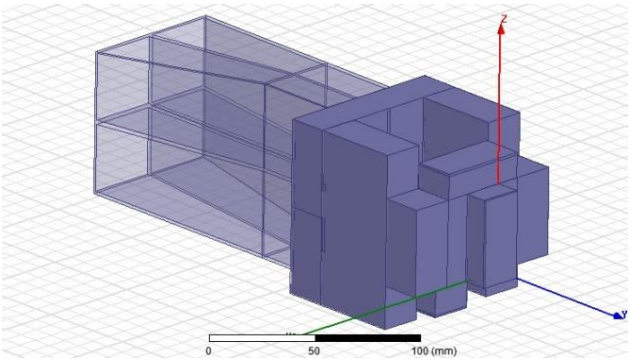
Fig.5.14: Alimentador comum para monopulso (Retirado de: Track radar systems [51]).

Este modelo possui um funcionamento complexo, no qual existem três entradas para alimentação, construídas utilizando guias de onda. A defasagem em si é provocada pela posição das portas, pelos divisores no plano H (T1 e T2), no plano E (T3) e pelo divisor híbrido em (T4 e T5) , que leva a uma distribuição específica de campo dentro do guia. A porta T4, não provoca defasagem gerando o padrão de radiação em fase. A entrada T5 é responsável por aplicar ao sinal uma defasagem de 180^o no plano horizontal e a T3 aplica o mesmo atraso no plano vertical.

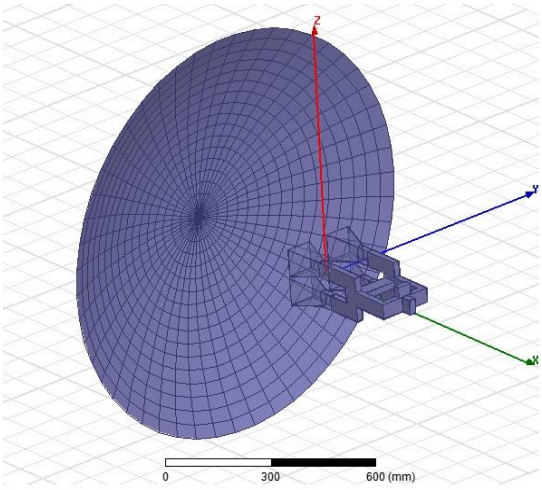
Partindo desta referência, foi construído um modelo idêntico e um modelo otimizado para aumentar o desempenho e reduzir as suas dimensões. Essa otimização tornou-se necessário devido ao uso do paraboloide, o qual precisa ter um iluminador menor para não atuar como obstáculo a formação do lóbulo de radiação do conjunto. Como observar-se na Fig.5.15 a redução na área ocupada pelo alimentador foi significativa, mantendo as características internas de defasamento. O alimentador reduzido foi desenvolvido para o uso com o arranjo de antenas cornetas. Juntos eles formam o conjunto de alimentador e iluminador que é utilizado para iluminar o paraboloide de 120cm.



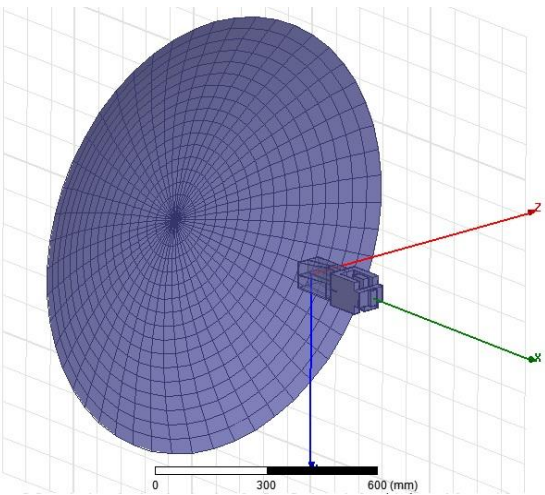
a) Alimentador original.



b) Alimentador Otimizado



c) Alimentador original com paraboloide.



d) Alimentador otimizado com paraboloide.

Fig.5.15: Comparação do tamanhos dos alimentadores.

Os resultados de perda de retorno para as três portas de entrada de alimentação, foram ajustados aos poucos, com ajustes internos precisos. O resultado do primeiro modelo simulado é apresentado na Fig.5.16. Observa-se que os resultados indicam um descasamento do alimentador devido à alta porção do sinal refletido na porta de alimentação, conforme mostrado na Fig.5.17.

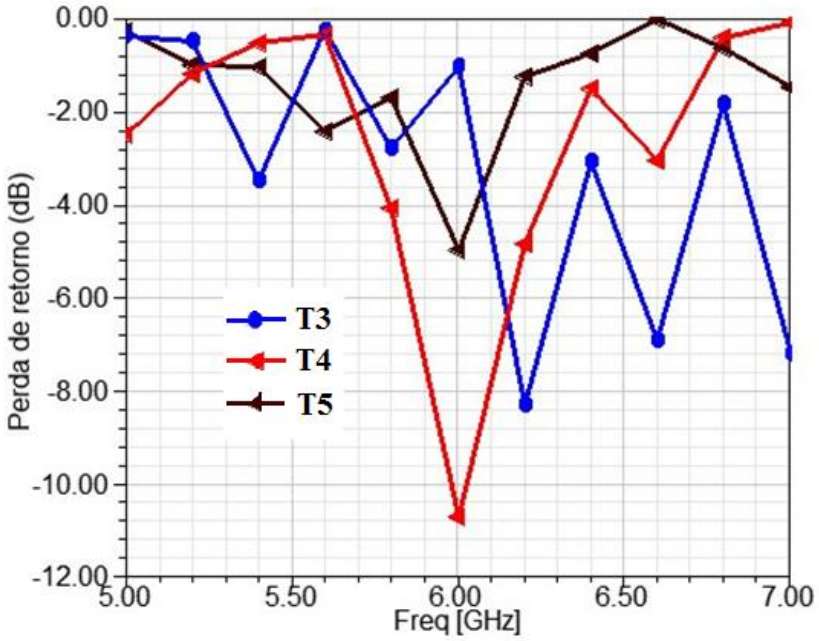


Fig.5.16: Perda de retorno nas três portas de alimentação – Azul T3 – Vermelho T4 – Roxo T5.

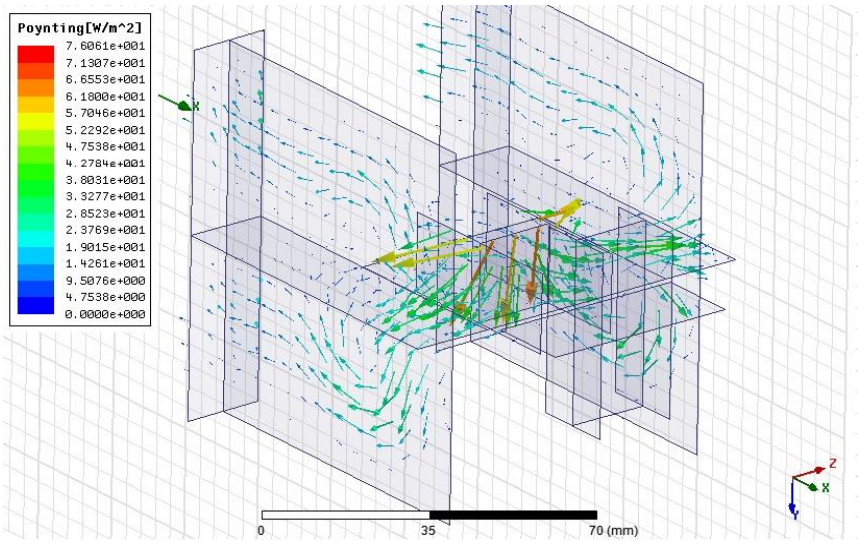
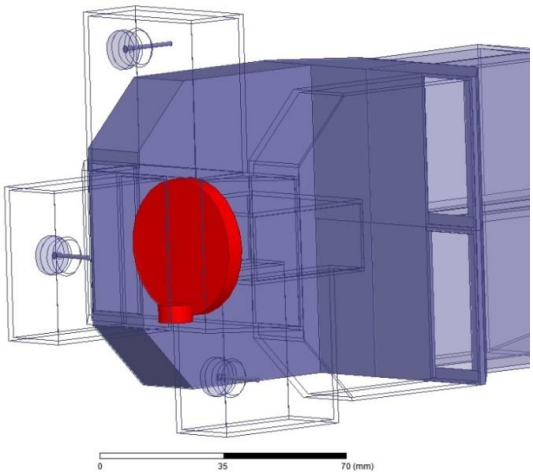
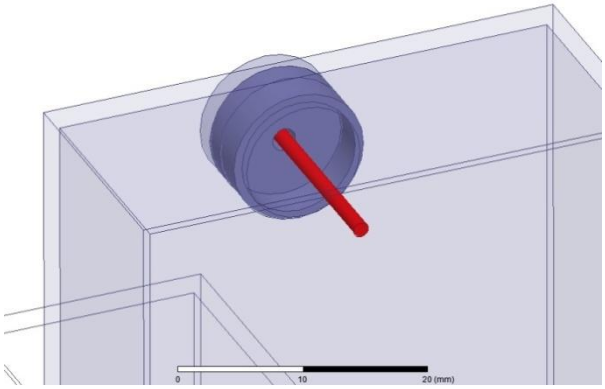


Fig.5.17: Distribuição do vetorial de campo, para a alimentação na porta T3.

Observando as linhas do vetor de Poynting dentro do guia, foi constatada a necessidade da utilização de estruturas internas, como uma moeda, para acomodar o modo e, consequentemente, melhorar a perda de retorno. Essas estruturas foram adicionadas até ser encontrado o melhor formato e a melhor posição de cada peça dentro do guia de onda. Foram utilizadas moedas metálicas em diferentes posições, Fig.5.18a, as quais fazem com que o campo se divida uniformemente entre os braços laterais do guia, conservando a defasagem imposta pela posição das portas. Outra estrutura responsável pelo casamento, destacada na Fig.5.18b, é a transição do cabo coaxial com o guia de onda. Esta é feita utilizando uma *probe* para excitar, dentro do guia, o primeiro modo de propagação.



a) Moeda para casamento das portas T4 e T5.



b) Transição guia/coaxial.

Fig. 5.18: Estruturas responsáveis pela acomodação do modo guiado e do casamento de impedância.

Otimizando o tamanho das moedas, a posição da transição guia/coaxial e o tamanho da *probe*, foi possível melhorar a perda de retorno para toda a banda desejada nos 3 pontos de alimentação. A Fig.5.19 mostra que as três entradas de alimentação estão devidamente casadas, as defasagens aplicadas à antena geram os 3 padrões desejados para o conjunto de monopulso, mantendo o mesmo ganho apresentado na Fig.5.13, no qual apenas o arranjo foi simulado.

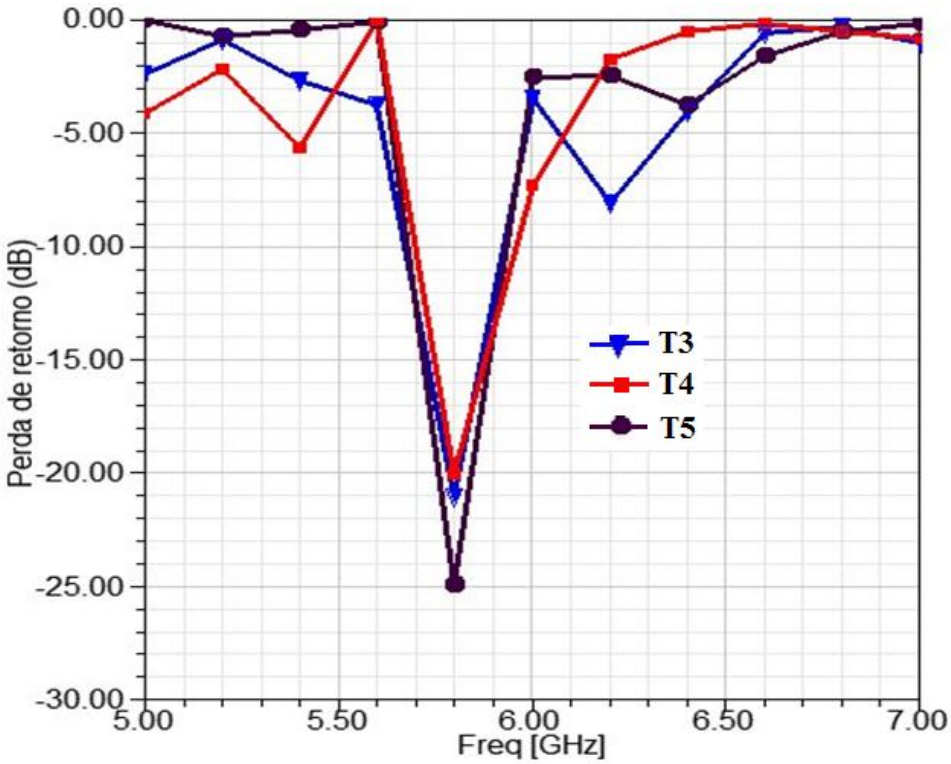
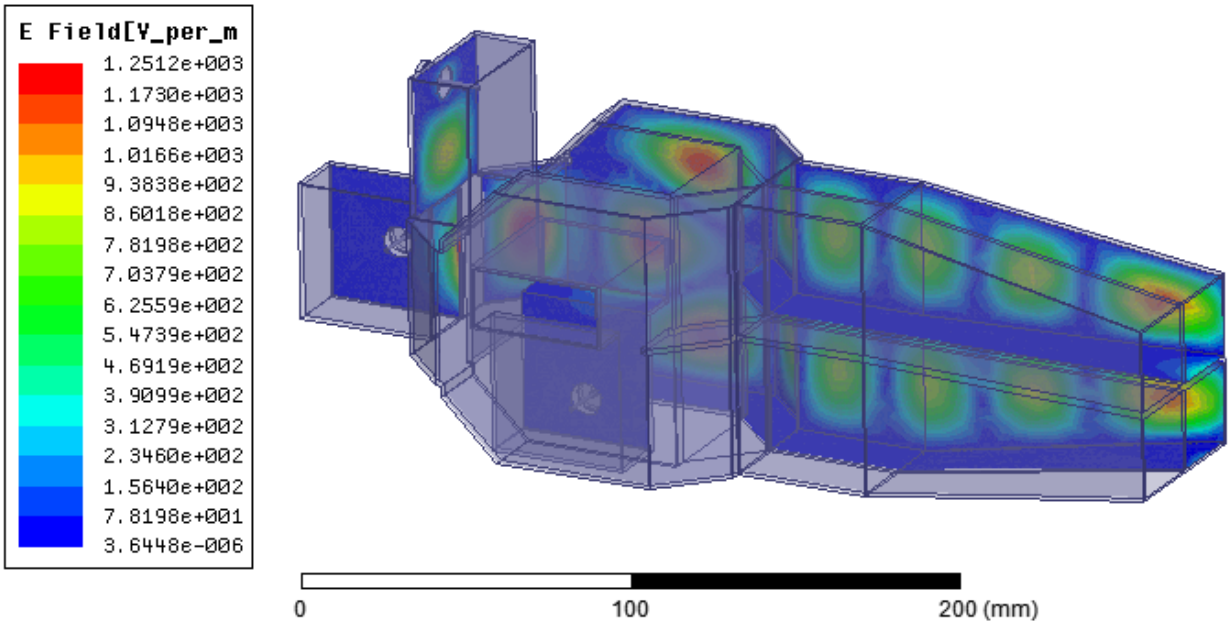
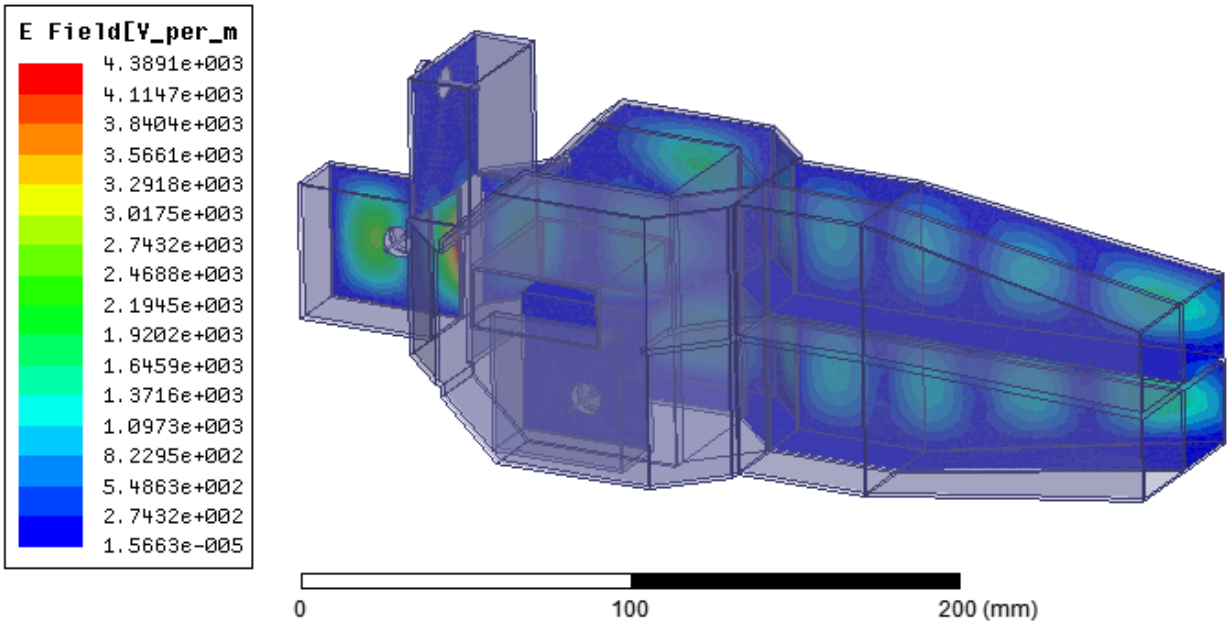


Fig.5. 19: Perda de retorno nas três portas de alimentação – Azul T3 – Vermelho T4 – Roxo T5.

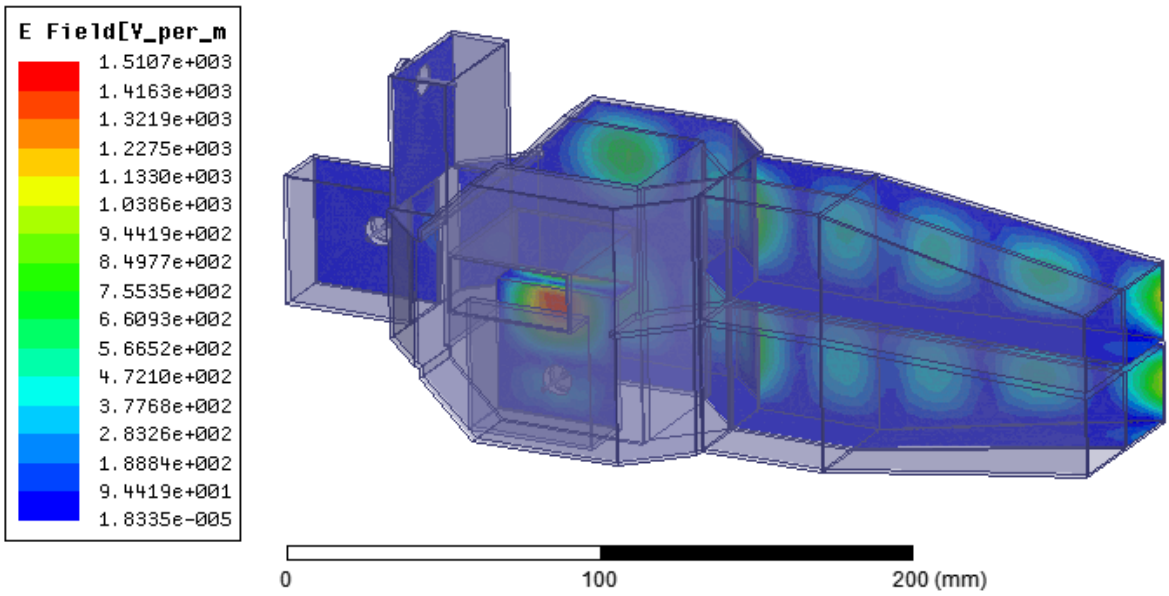
Com esses últimos ajustes o modelo final foi concluído com êxito, os padrões de radiação característicos de radares de monopulso foram gerados com ganhos que atendem as especificações de projeto. Na Fig.5.20, podemos observar o comportamento do campo elétrico dentro do guia, para as três portas.



a) Alimentação da porta T5 (Defasagem de 180^{o} no plano horizontal).



b) Alimentação da porta T4 (antenas em fase).



c) Alimentação da porta T3 (Defasagem de 180^{o} no plano vertical).

Fig.5.20: Distribuição de campo elétrico para os três tipos de alimentação.

Definidas todas as modificações, o modelo final é apresentado na Fig.5.21. Por fim, foi feita a inclusão do paraboloide, para formar a antena parabólica propriamente dita. Para alcançar o ganho final desejado, foi necessário a utilização de um refletor para concentrar a energia irradiada. Para facilitar a construção do protótipo, escolheu-se um paraboloide comercial de 1,20m de diâmetro. O limite teórico calculado do ganho para a frequência de 5,8GHz é de 34dBi, a alimentação de monopulso implica em uma perda no padrão de radiação final de 3dBi, baixando o limite teórico para 31dBi.

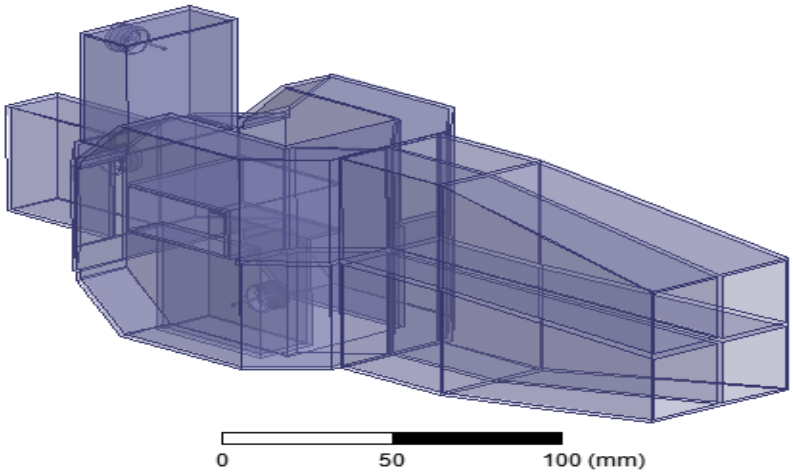


Fig. 5.21: Modelo final do conjunto de monopulso (alimentador + arranjo de antenas).

5.3 Projeto da antena parabólica de monopulso

O próximo passo foi utilizar o equacionamento, já consolidado na bibliografia, para calcular o foco, local onde o iluminador será posicionado, os parâmetros de projeto podem ser vistos na Fig.5.22 [40].

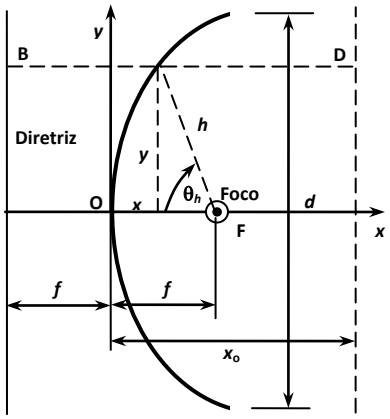


Fig.5.22: Parâmetros de projeto parabólica (Retirado de [40]).

Algumas relações recomendadas para o projeto prático saem diretamente da abertura do paraboloide utilizado, uma delas é a que relaciona o foco *f* com o diâmetro da parabólica *d*. Para os refletores comerciais a relação $\frac{f}{d}$ fica em torno de 0,3 e 0,5 o que representa uma abertura entre 50º e 80º. Neste caso foi utilizado 60º o que da uma relação ilustrada na equação 5.7 [40]:

$$\frac{f}{d} = 0{,}4330 \tag{5,7}$$

Utilizando um paraboloide comercial comum com diâmetro de 1,2 metros, facilmente se calcula o valor da distância focal. O próximo passo é calcular o ganho teórico do refletor através da equação 5,8 [40]:

$$G_0 \cong 6\left(\frac{d}{\lambda}\right)^2 \tag{5,8}$$

Onde G_0 é o ganho da parabólica, d é o diâmetro do paraboloide e λ é o comprimento de onda para 5,8GHz.

Outro parâmetro que também se relaciona com o diâmetro é a abertura de feixe que para essa antena é igual nos planos E e H. A equação 5.9, ilustra o calculo do feixe de -3dB.

$$\phi_0 \cong \theta_0 \cong \frac{72\lambda}{d} \tag{5,9}$$

Os valores finais para a antena, nos levam a uma distância focal de 60cm. O modelo final que criado é ilustrado na Fig.5.23.

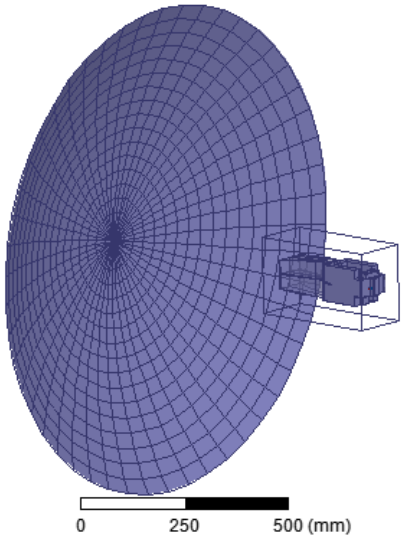


Fig.5.23: Modelo final da antena de solo.

Após algumas otimizações da posição focal, os resultados de perda de retorno Fig.5.24 e padrão de radiação Fig.5.25 foram obtidos, todos dentro do que foi especificado no projeto. A ressonância para todas as portas de alimentação ficaram centradas em 5,8GHz, com uma perda de retorno, no pior caso, de -17dB.

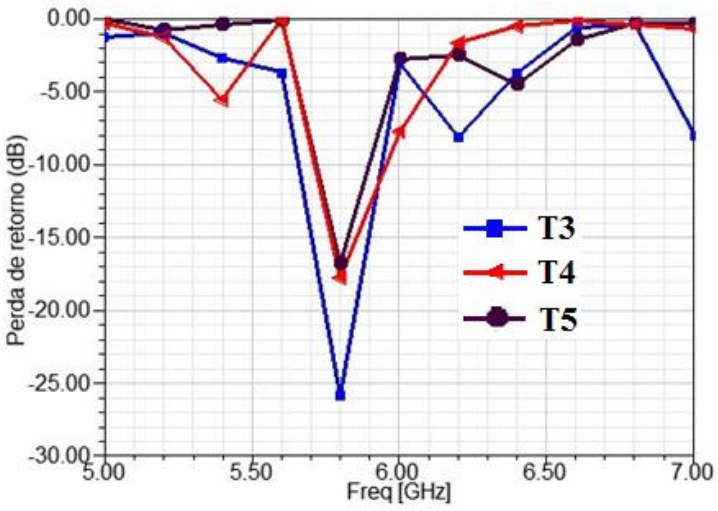
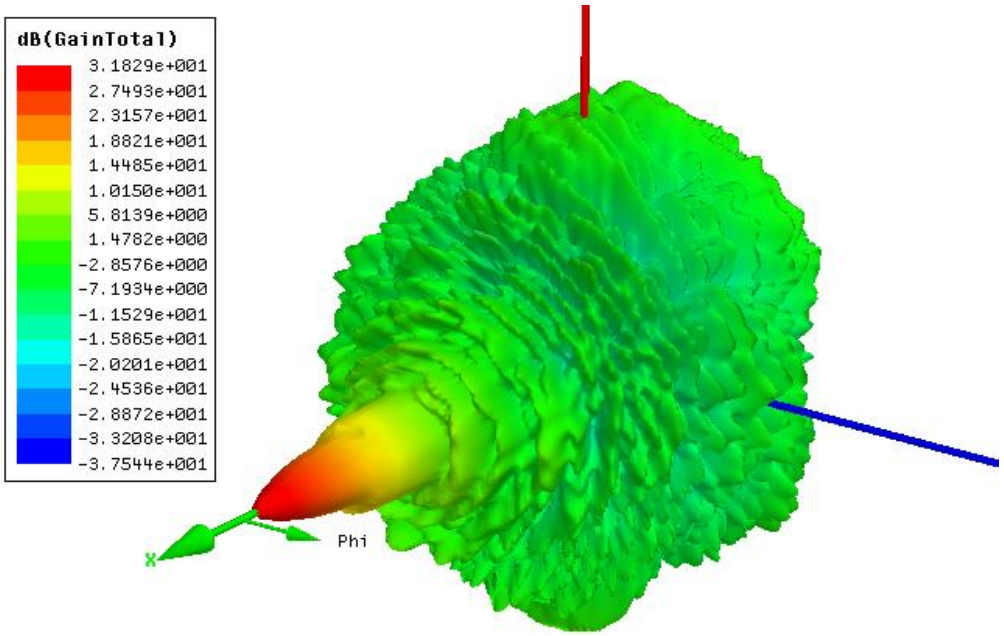
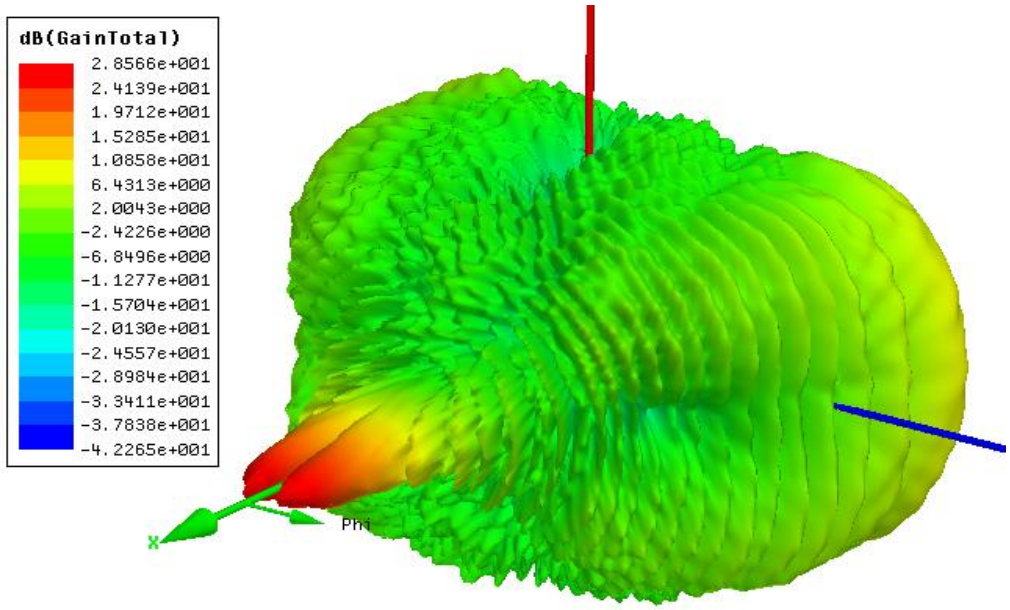


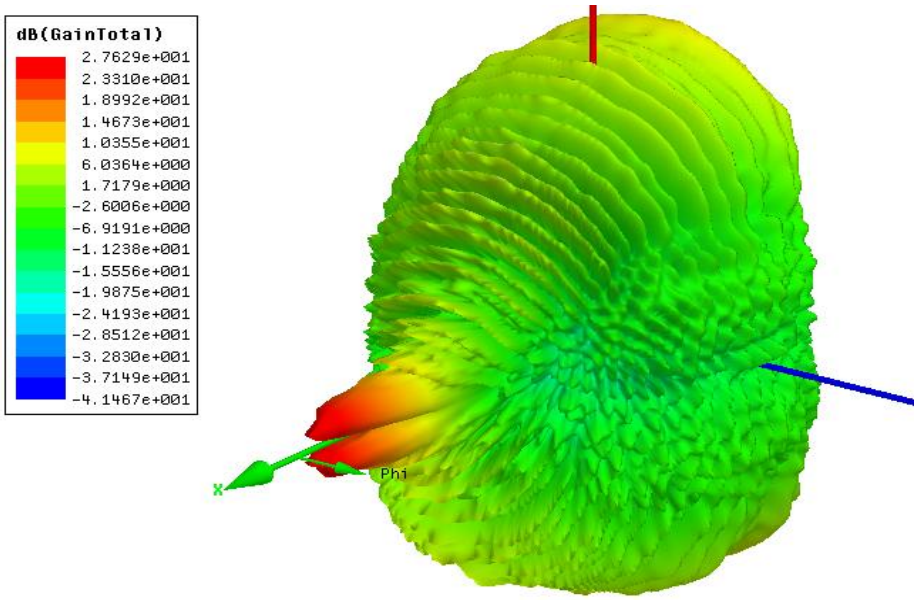
Fig. 5.24: Perda de retorno nas três portas de alimentação: porta T3 (azul com quadrados); porta T4 (vermelho com triângulos); porta T5 (roxo com círculos).



a) Padrão de radiação para alimentação em fase.



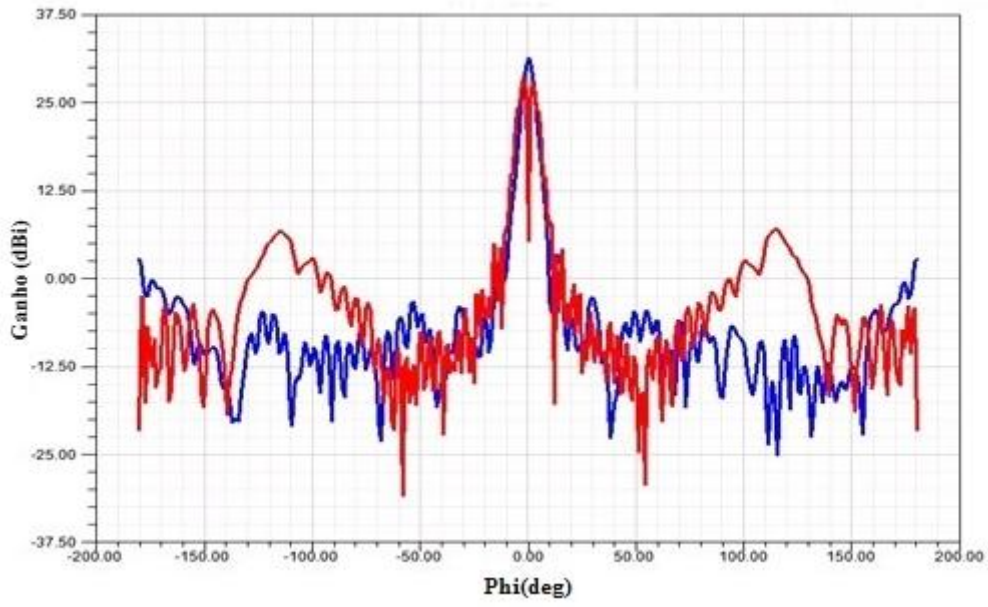
b) Padrão de radiação para alimentação defasada horizontalmente.



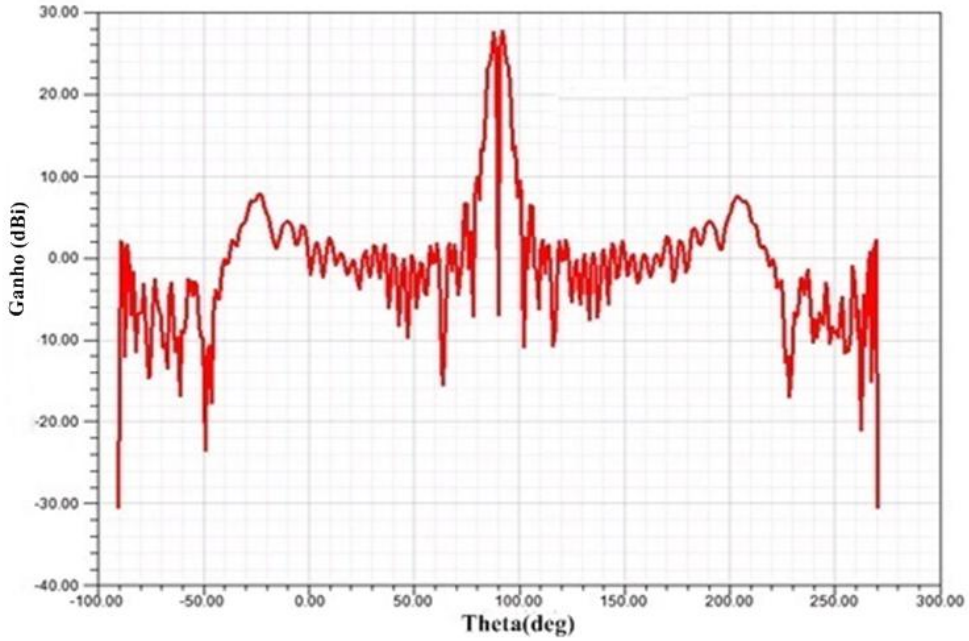
c) Padrão de radiação para alimentação defasada verticalmente.

Fig.5.25: Padrões de radiação gerados pelas 3 alimentações monopulso.

O ganho com as antenas em fase ficou em 31,9dBi. As alimentações com defasagem de 180^{o} no plano horizontal e no plano vertical apresentaram respectivamente 28,5dBi e 27,6dBi, o que permite um rastreamento de alvo seguro e eficiente. Foi feito um estudo dos lóbulos secundários ilustrados na Fig.5.26. Uma vez que os lóbulos secundários apresentaram todos uma diferença de 20dBi para os lóbulos principais, o projeto está concluído com sucesso.



a) Padrão de radiação 2D para as alimentações em fase e defasada verticalmente.



b) Padrão de radiação 2D para a alimentação defasada horizontalmente

Fig.5.26: Estudo do nível dos lóbulos secundários.

Capítulo 6
Conclusões

O primeiro arranjo adaptativo baseia-se em duas antenas *slot* com formato de E com controle óptico, usando chaves fotocondutoras, na frequência de ressonância entre as bandas ISM de 2,4 e 5,8GHz e ganho máximo de 10dBi. Foram desenvolvidos mais 2 arranjos, de dois e quatro elementos, com planos de terra refletores, com a finalidade de aumentar a diretividade do arranjo. Tal técnica, implicou em um aumento no ganho para 12,5 e 16dBi, respectivamente.

O segundo arranjo foi desenvolvido para viabilizar a comunicação em tempo real entre VANTs e bases de controle em solo. A antena foi desenvolvida a partir de um guia com fendas, devidamente projetadas para permitir a adaptação do padrão de radiação utilizando diodos PIN ou chaves fotocondutoras. Resultados numéricos e experimentais comprovam a reconfiguração do padrão no plano radial da antena. Esta característica aumenta a eficiência do enlace, tendo em vista que a antena transmitirá apenas para o local desejado, maximizando seu ganho e aumentando o alcance do enlace. A antena final tem um ganho máximo de 7,8dBi para a frequência de 5,8GHz com uma banda de 8,33%.

Por último, foi desenvolvida uma antena capaz de rastrear um VANT adaptando o posicionamento e a polarização de seu padrão de radiação coletando dados como velocidade e altitude, podendo ainda aumentar o ganho em um lóbulo principal viabilizando um enlace de dados em tempo real com a aeronave em voo. Através de um inovador arranjo de antenas cornetas piramidais e um alimentador de monopulso customizado para a nova estrutura, três diferentes padrões de radiação podem ser obtidos. O alimentador é responsável por aplicar a defasagem necessária para a geração dos padrões. Foi utilizado também um paraboloide, configurando assim uma antena parabólica de monopulso que possui ganho mínimo de 28dBi e máximo de 31dBi, na frequência de 5,8GHz.

Um possível trabalho futuro é a construção e medição do arranjo de 4 antenas *slot E* e da antena parabólica de monopulso. Com todos os protótipos construídos, um experimento interessante seria fazer um estudo sistêmico com um sistema rádio sobre fibra, utilizando a rede óptica do Intel.

Bibliografia

[1] C. G. Christodoulou, Y. Tawk, S. a. Lane, and S. R. Erwin, "Reconfigurable Antennas for Wireless and Space Applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, no. 7, pp. 2250–2261, Jul. 2012.

[2] J. M. I, "Cognitive Radio for Flexible Mobile Multimedia Communications," vol. 22102, pp. 3–10, 1999.

[3] J. Mitola and G. Q. Maguire, "Cognitive radio: making software radios more personal," *IEEE Personal Communications*, vol. 6, no. 4, pp. 13–18, 1999.

[4] T. Ulversøy, A. Software, and R. Sdr, "Software De fi ned Radio : Challenges and Opportunities," vol. 12, no. 4, pp. 531–550, 2010.

[5] Y. Liang, K. Chen, G. Y. Li, P. Mähönen, and S. Member, "Cognitive Radio Networking and Communications : An Overview," vol. 60, no. 7, pp. 3386–3407, 2011.

[6] K. J. R. Liu, "Advances in cognitive radio networks: A survey," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 5, no. 1, pp. 5–23, Feb. 2011.

[7] M. Olavo, B. Pinto, K. Drivers, E. Techniques, C. Wang, and I. Communications, "Biblioteca Cognitive Optical Networks :"

[8] M. L. F. Arismar Cerqueira S. Jr. ; e Silva, D. C. Valente ; Fortes, M. A. Q. R. ; da Silva, L. F. ; Branquinho, O. C. ; Abbade, "Performance analysis of a Radio over Fiber system based on IEEE 802.15.4 standard in a real optical network," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. v. 51, pp. p. 849–855, 2009.

[9] J. Costantine, C. G. Christodoulou, S. E. Barbin, U. D. S. Paulo, and S. P. Brazil, "A New Reconfigurable Multi Band Patch Antenna," pp. 2007–2010, 2007.

[10] L. Athukorala, K. Rabbi, C. Panagamuwa, J. C. Vardaxoglou, M. Philippakis, and D. Budimir, "Optically Reconfigurable Microstrip UWB Bandpass Filters," no. November, pp. 617–620, 2010.

[11] D. Draskovic, C. Christodoulou, and D. Budimir, "Optically Reconfigurable RF Circuits," pp. 2–4, 2008.

[12] A. Ghasemi, N. Ghahvehchian, A. Mallahzadeh, and S. Sheikholvaezin, "A reconfigurable printed monopole antenna for MIMO application," *2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, pp. 1–4, Mar. 2012.

[13] C. G. C. S. Shelley, J. Costantine and and J. C. L. D. E. Anagnostou, "FPGA-controlled switch-reconfigured antenna," *IEEE Antennas Wireless Propag.Lett.*, vol. 9, pp. 355–358, 2010.

[14] H. L. W.-S. Jeong, S.-Y. Lee, W.-G. Lim and and J.-W. Yu, “Tunable band-notched ultra wideband (UWB) planar monopole antennas using varactor,” *Proc. 38th Eur. Microw.Conf*, pp. 266–268., 2008.

[15] D. Rodrigo, S. Member, L. Jofre, and B. A. Cetiner, “Circular Beam-Steering Recon fi gurable Antenna With Liquid Metal Parasitics,” vol. 60, no. 4, pp. 1796–1802, 2012.

[16] Y. Tawk, M. Al-Husseini, S. Hemmady, a. R. Albrecht, G. Balakrishnan, and C. G. Christodoulou, “Implementation of a cognitive radio front-end using optically reconfigurable antennas,” *2010 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, pp. 294–297, Sep. 2010.

[17] Y. Tawk, M. Bkassiny, G. El-Howayek, S. K. Jayaweera, K. Avery, and C. G. Christodoulou, “Reconfigurable front-end antennas for cognitive radio applications,” *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 5, no. 8, p. 985, 2011.

[18] D. T. K. Tong and M. C. Wu, “A novel multiwavelength optically controlled phased array antenna with a programmable dispersion matrix,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 8, no. 6, pp. 812–814, Jun. 1996.

[19] J. Costantine, Y. Tawk, C. G. Christodoulou, J. C. Lyke, S. Member, F. De Flaviis, A. G. Besoli, and S. E. Barbin, “Analyzing the Complexity and Reliability of Switch-Frequency-Recon fi gurable Antennas Using Graph Models,” vol. 60, no. 2, pp. 811–820, 2012.

[20] G. Adamiuk, C. Heine, W. Wiesbeck, and T. Zwick, “Antenna array system for UWB-monopulse-radar,” *2010 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, pp. 1–4, Mar. 2010.

[21] G. Adamiuk, C. Heine, W. Wiesbeck, and T. Zwick, “Antenna for the Application in UWB-Monopulse-Radar Technique.”

[22] P. Gajewski, W. Koáosowski, and A. Jeziorski, “Monopulse antennas for radar seekers,” 2008.

[23] Y. Tawk, J. Costantine, S. Hemmady, G. Balakrishnan, K. Avery, and C. G. Christodoulou, “Demonstration of a Cognitive Radio Front End Using an Optically Pumped Reconfigurable Antenna System (OPRAS),” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 2, pp. 1075–1083, Feb. 2012.

[24] Y. Yashchyshyn and J. Modelski, “Reconfigurable Semiconductor Antenna,” *2007 9th International Conference - The Experience of Designing and Applications of CAD Systems in Microelectronics*, pp. 146–150, Feb. 2007.

[25] D. Piazza, S. Member, J. Kountouriotis, M. D. Amico, K. R. Dandekar, and S. Member, “A Technique for Antenna Con fi guration Selection for Recon fi gurable Circular Patch Arrays,” vol. 8, no. 3, pp. 1456–1467, 2009.

[26] A. H. Tewfik and G. E. Sobelman, “Software defined cognitive radios,” *2007 7th International Conference on ASIC*, pp. 14–14, Oct. 2007.

[27] D. Schaubert, “Frequency-agile polarization diversity microstrip antennas and frequency scanned arrays,” no. U.S. Patent 4 367 474.

[28] J. K. Smith, “Reconfigurable aperture antenna (RECAP),” no. DARPA, 1999.

[29] C. J. Panagamuwa, “Optically reconfigurable balanced dipole antenna,” *Twelfth International Conference on Antennas and Propagation (ICAP 2003)*, vol. 2003, pp. 237–240, 2003.

[30] C. J. Panagamuwa, a. Chauraya, and J. C. Vardaxoglou, “Frequency and Beam Reconfigurable Antenna Using Photoconducting Switches,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 2, pp. 449–454, Feb. 2006.

[31] A. Grau, J. Romeu, M. Lee, S. Blanch, L. Jofre, and F. De Flaviis, “A Dual-Linearly-Polarized MEMS-Reconfigurable Systems,” vol. 58, no. 1, pp. 4–17, 2010.

[32] C. Kittel, *Introduction to Solid State Physics*, 7th ed. New York: Wiley, 1996.

[33] A. C. J. Panagamuwa, A. Chauraya and J. C. Vardaxoglou, “Frequency and beam reconfigurable antenna using photoconductive switches,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*,, vol. vol. 54, 2006.

[34] S. H. Y. Tawk, A. R. Albrecht and and C. G. C. G. Balakrishnan, “Optically pumped frequency reconfigurable antenna design,” *IEEE Antennas Wireless Propag.*, vol. vol. 9,, pp. 280–283, 2010.

[35] A. Y. Tawk, J. Costantine, S. E. Barbin and C. G. Christodoulou, “Integrating laser diodes in a reconfigurable antenna system,” *Proc. SBMO/IEEE MTT-S Int. Microw. Optoelectron. Conf.*, 2011.

[36] Y. Tawk, J. Costantine, S. E. Barbin, and C. G. Christodoulou, “Integrating laser diodes in a reconfigurable antenna system,” *2011 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC 2011)*, pp. 794–796, Oct. 2011.

[37] J. K. Ali and A. S. Hussain, “A New Miniaturized E-shaped Printed Monopole Antenna for UWB Applications,” vol. 1, pp. 1273–1276, 2011.

[38] K. Siakavara, “Methods to Design Microstrip Antennas for Modern Applications.”

[39] J. K. Ali, “A New Dual Band E-shaped Slot Antenna Design for Wireless Applications,” vol. 1, pp. 1258–1261, 2011.

[40] J. A. J. Ribeiro, *Engenharia de Antenas, Fundamentos , Projetos e Aplicações*, 1th ed. São Paulo: Érica, 2012.

[41] Ansys, “HFSS software.” [Online]. Available: www.ansys.com.

[42] P. Scerri, T. Von Gonten, G. Fudge, S. Owens, and K. Sycara, “Transitioning Multiagent Technology to UAV Applications.”, *Proc. of 7th Int. Conf. on Autonomous Agents and Multiagent Systems (AAMAS 2008) - Industry and Applications Track*, May, pp. 12-16, 2008

[43] S. H. Breheny, R. D. Andrea, and J. C. Miller, “Using Airborne Vehicle-Based Antenna Arrays to Improve Communications with UAV Clusters,”, *Proceedings of the 42nd IEEE Conference on Decision and Control*, Maui, Hawaii, USA, pp. 58–62, December, 2003.

[44] P.W. Hannant, “Optimum Feeds for All Three Modes of a Monopulse Antenna I : Theory *.”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, pp 444-454, Sep., 1961.

[45] H. Miyashita and T. Katagi, “Radial line planar monopulse antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 44, no. 8, pp. 1158–1165, 1996.

[46] D. Bonefacic, J. Jancula and N. Majurec, “Model of a Monopulse Radar Tracking System for Student Laboratory”, Radio Engineering, vol 16, no. 3, pp. 62–67, Sep.2007

[47] Y. J. Cheng, W. Hong, and K. Wu, “94 GHz Substrate Integrated Monopulse Antenna Array,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 1, pp. 121–129, Jan. 2012.

[48] A. M. El-Tager, H. N. Ahmad, and M. M. Darwish, “Multimode antenna feed system for an x-band monopulse radar,” *2009 IEEE Radar Conference*, pp. 1–4, 2009.

[49] Orbisat, “Tecnologia In-SAR.” [Online]. Available: www.orbisat.com.br.

[50] H. P. Shuch, D. Ph, and R. Road, “Multiband Reconfigurable Synthetic Aperture Radar Antenna,” pp. 1–5.

[51] N. Radars and C. Hours, “Lesson 4. track radar systems mms,” no. 150.