

Proposta de uma antena  
Vivaldi antipodal para  
operação em faixa larga

Wanderson Alves Camacho

Julho/2016

**INSTITUTO NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES – INATEL**  
**MESTRADO EM TELECOMUNICAÇÕES**

**Proposta de uma antena Vivaldi antipodal para operação em faixa larga**

**WANDERSON ALVES CAMACHO**

Dissertação apresentada ao Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Telecomunicações.

**ORIENTADOR: PROF. DR. JOSÉ ANTÔNIO JUSTINO RIBEIRO**

**SANTA RITA DO SAPUCAÍ – MG**  
**2016**

Camacho, Wanderson Alves

C172p

Proposta de uma antena Vivaldi antipodal para operações em faixa larga. / Wanderson Alves Camacho. – Santa Rita do Sapucaí, 2016.

64 p.

Orientador: Prof. Dr. José Antônio Justino Ribeiro.

Dissertação de Mestrado – Engenharia de Telecomunicações – Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL.

Inclui bibliografia.

1. Antena Vivaldi 2. Vivaldi antipodal 3. Cavidade ressonante 4. Antenas de faixa larga 5. Engenharia de Telecomunicações. I. Ribeiro, José Antônio Justino. II. Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL. III. Título.

CDU 621.39

**FOLHA DE APROVAÇÃO**

Dissertação defendida e aprovada em 21/07/2016, pela comissão julgadora:

---

Prof. Dr. José Antônio Justino Ribeiro  
INATEL (Orientador)

---

Prof. Dr. Carlos Nazareth Motta Marins  
INATEL

---

Prof. Dra. Lúcia Akemi Miyazato Saito  
MACKENZIE

---

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

Saber não é o bastante, é  
preciso aplicar. Querer  
não é o suficiente, é  
preciso fazer.  
(Bruce Lee)

## **Agradecimentos**

Ao professor José Antônio Justino Ribeiro pela orientação, atenção e paciência.

Aos amigos Simon Carmo Patrício, Igor Feliciano e Renan Alves pelas orientações técnicas referente ao programa HFSS®.

Ao amigo Wheberth Damascena Dias pela disponibilidade em fazer a prototipagem da antena desenvolvida neste trabalho.

À todos os funcionários do INATEL, em especial à Gisele Moreira dos Santos.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior pelo apoio financeiro prestado na forma de bolsa de estudos.

À empresa ESSS e a ANSYS, pela parceria com o INATEL que permitiu a utilização do programa HFSS®. Às colegas Monique Carleti e Poliane Aires Teixeira por cederem os conectores utilizados no processo de medição da antena.

Aos pesquisadores do laboratório Wireless and Optical Convergent Access, pelo auxílio nas medições da antena.

## Sumário

<b>LISTA DE FIGURAS</b> .....	<b>viii</b>
<b>LISTA DE TABELAS</b> .....	<b>xi</b>
<b>LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS</b> .....	<b>xii</b>
<b>LISTA DE SÍMBOLOS</b> .....	<b>xiii</b>
<b>RESUMO</b> .....	<b>xv</b>
<b>ABSTRACT</b> .....	<b>xvi</b>
<b>CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO</b>	<b>1</b>
1.1 Breve Histórico	1
1.2 Motivação para o desenvolvimento do trabalho	1
1.3 Estrutura da dissertação	3
<b>CAPÍTULO 2 – A ANTENA VIVALDI</b>	<b>5</b>
2.1 Introdução	5
2.2 Modelo básico da antena Vivaldi	6
2.3 Antena Vivaldi antipodal	7
2.4 Pequena análise da irradiação numa antena Vivaldi	9
2.5 Dificuldades na ampliação da largura de faixa de operação	11
2.6 Comentários sobre o capítulo	12
<b>CAPÍTULO 3 – PROJETO E SIMULAÇÕES DA ANTENA VIVALDI ANTIPODAL</b>	<b>14</b>
3.1 Descrição sumária do desenvolvimento	14
3.2 Utilização do programa HFSS®	15
3.3 Simulação da antena projetada	16
3.3.1 Dimensões importantes da antena e sua primeira simulação	16
3.3.2 Primeira proposta de alterações na geometria da antena	21
3.3.3 Segunda proposta de alterações na geometria da antena	25

3.3.4 Terceira proposta de alterações na geometria da antena	28
3.4 Comparação entre os primeiros e últimos resultados simulados	32
3.5 Comentários sobre o capítulo	34
<b>CAPÍTULO 4 – PROTOTIPAGEM E MEDIÇÃO DA ANTENA</b>	<b>35</b>
4.1 Introdução	35
4.2 Detalhamento do protótipo e da montagem para as medições	35
4.3 Resultados experimentais	38
4.4 Análise dos resultados	39
4.5 Comparação dos resultados medidos com os resultados simulados	41
4.6 Comentários sobre o capítulo	42
<b>CAPÍTULO 5 - COMENTÁRIOS E CONCLUSÕES</b>	<b>43</b>
5.1 Comentários gerais	43
5.2 Conclusões	44
5.3 Sugestões para trabalhos futuros	45
<b>Anexo A TRABALHOS PUBLICADOS REFERENTES À DISSERTAÇÃO</b>	<b>46</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b>	<b>47</b>



## Lista de Figuras

Fig. 2.1	Antena Vivaldi em seu modelo básico. (a) vista pelo lado superior do laminado. (b) Vista da parte inferior, com a apresentação do sistema de alimentação. (c) Sobreposição das duas partes.	6
Fig. 2.2	Antena Vivaldi antipodal. (a) Vista pela parte superior. (b) Vista pela parte inferior. (c) Sobreposição das duas partes. (d) Vistas da antenna pela parte inferior destacando o sistema de coordenadas empregado para descrição das curvas exponenciais. (e) Vistas da antenna pela parte inferior destacando o sistema de coordenadas empregado para descrição das curvas exponenciais.	8
Fig. 2.3	Demonstração da distribuição da corrente elétrica em uma antenna Vivaldi. (a) Antena Vivaldi com denotação no sentido e direção da corrente elétrica. (b) Distribuição no plano vetorial x-y da corrente elétrica presente nos eletrodos da antenna.	10
Fig. 2.4	Algumas alterações propostas. (a) Antena Vivaldi impressa com fendas em formatos de olhos. (b) Modificação de uma antenna Vivaldi antipodal para operação entre 6GHz e 18GHz.	12
Fig. 3.1	Antena Vivaldi antipodal destacando as medidas de suas partes metálicas em relação ao comprimento de onda guiado no substrato.	17
Fig. 3.2	Simulação do coeficiente de reflexão da antenna na faixa de 2GHz a 11GHz.	17
Fig. 3.3	Simulação das partes real e imaginária da impedância de entrada da antenna, no ponto de conexão com a linha de transmissão.	18
Fig. 3.4	Simulação do diagrama de irradiação da antenna. (a) Plano $\theta = 90^\circ$ (azimute) em 4,3GHz. (b) Plano $\phi = 0^\circ$ (elevação) em 4,3GHz. (c) Plano $\theta = 90^\circ$ (azimute) em 7,1GHz. (d) Plano $\phi = 90^\circ$ (elevação) em 7,1GHz.	19
Fig. 3.5	Simulação da densidade de corrente de superfície na antenna Vivaldi sem alterações geométricas. Análise feita para uma operação em 3,6GHz.	20
Fig. 3.6	Primeira proposta de antenna Vivaldi antipodal com modificações geométricas. (a) Vista superior. (b) Vista inferior. (c) Combinação dos dois eletrodos em posições opostas do laminado.	21
Fig. 3.7	Simulação do coeficiente de reflexão em relação à frequência para a antenna em sua primeira proposta de alterações geométricas.	22
Fig. 3.8	Simulação das partes real e imaginária da impedância de entrada da antenna em sua primeira proposta de alterações geométricas.	22
Fig. 3.9	Simulação do diagrama de irradiação para a antenna Vivaldi antipodal em sua primeira proposta de alterações geométricas. (a) Plano $\theta = 90^\circ$ (azimute) em 4,3GHz. (b) Plano $\phi = 0^\circ$ (elevação) em 4,3GHz. (c) Plano $\theta = 90^\circ$ (azimute) em 7,1GHz. (d) Plano $\phi = 90^\circ$ (elevação) em 7,1GHz.	23
Fig. 3.10	Simulação da densidade de corrente nas partes metálicas da antenna Vivaldi em sua primeira proposta de alterações geométricas. Simulação feita para operação em 3,6GHz.	24
Fig. 3.11	Antena Vivaldi antipodal em sua segunda proposta de alterações geométricas. (a) antenna com os pontos A, B, C, D, E e F denotados. (b) Pontos A, B, C, D, E e F em detalhes.	25
Fig. 3.12	Simulação do coeficiente de reflexão em relação à frequência para a antenna em sua segunda proposta de alterações geométricas.	26
Fig. 3.13	Simulação das partes real e imaginária da impedância de entrada da antenna em sua segunda proposta de alterações geométricas.	26

Fig. 3.14	Simulação do diagrama de irradiação para a antena Vivaldi antipodal em sua segunda proposta de alterações geométricas. (a) Plano $\theta = 90^\circ$ (azimute) em 4,3GHz. (b) Plano $\phi = 0^\circ$ (elevação) em 4,3GHz. (c) Plano $\theta = 90^\circ$ (azimute) em 7,1GHz e (d) Plano $\phi = 90^\circ$ (elevação) em 7,1GHz.	27
Fig. 3.15	Simulação da distribuição da corrente de superfície nas partes metálicas da antena Vivaldi em sua segunda proposta de alterações geométricas para operação em 3,6GHz.	27
Fig. 3.16	Antena Vivaldi antipodal em sua terceira proposta de alterações geométricas. (a) Antena com os pontos G, H, I, J, K e L denotados. (b) Pontos G, H, I, J, K e L em detalhes.	28
Fig. 3.17	Simulação coeficiente de reflexão em relação à frequência para a antena em sua terceira proposta de alterações geométricas.	29
Fig. 3.18	Simulação das partes real e imaginária da impedância de entrada da antena em sua terceira proposta de alterações geométricas.	29
Fig. 3.19	Simulação do diagrama de irradiação para a antena Vivaldi antipodal em sua terceira proposta de alterações geométricas. (a) Plano $\theta = 90^\circ$ (azimute) em 4,3GHz. (b) Plano $\phi = 0^\circ$ (elevação) em 4,3GHz. (c) Plano $\theta = 90^\circ$ (azimute) em 7,1GHz. (d) Plano $\phi = 90^\circ$ (elevação) em 7,1GHz.	30
Fig. 3.20	Simulação da distribuição da corrente de superfície nas partes metálicas da antena Vivaldi em sua terceira proposta de alterações geométricas em 3,6GHz.	31
Fig. 3.21	Curva do ganho na direção de máxima irradiação em relação à frequência para a antena em sua terceira proposta de alterações geométricas.	32
Fig. 3.22	Comparação das curvas dos coeficientes de reflexão da antena em sua primeira e última simulação. A curva em azul refere-se à antena sem nenhuma alteração geométrica e a curva em vermelho representa a antena em sua última proposta geométrica.	33
Fig. 3.23	Comparação das curvas de impedância de entrada da antena. A curva em azul refere-se à antena sem nenhuma alteração geométrica e a curva em vermelho representa a antena em sua última proposta geométrica.	33
Fig. 3.24	Comparação dos diagramas de irradiação simulados para o plano azimute. Para a antena sem nenhuma alteração geométrica (em azul) e para a antena em sua última proposta de alterações geométricas (em vermelho). Plano azimute em 4,3GHz.	34
Fig. 4.1	Protótipo da antena: (a) Vista superior. (b) Vista inferior.	36
Fig. 4.2	Algumas imperfeições decorrentes processo de prototipagem. (a) Pequenas irregularidades na microlinha de transmissão. (b) Irregularidades no elemento da parte superior. (c) Alterações no eletrodo da parte inferior associada ao plano terra.	36
Fig. 4.3	Esquema da montagem para medição das curvas da impedância de entrada e do coeficiente de reflexão da antena em função da frequência. (a) Ligação da antena diretamente ao analisador de circuitos. (b) Ligação da antena ao analisador de circuitos através de um cabo coaxial para altas frequências.	37
Fig. 4.4	Detalhamento do processo de medições da impedância de entrada e do coeficiente de reflexão da antena. (a) Medição com a ligação da antena diretamente ao analisador de circuitos. (b) Ligação da antena ao analisador de circuitos por meio de um cabo coaxial com comportamento compensado.	37
Fig. 4.5	Medição da parte real e imaginária da impedância de entrada da antena. A linha em azul refere-se à conexão direta até o analisador de circuitos e a linha vermelha para a conexão com o cabo coaxial.	38
Fig. 4.6	Curva do coeficiente de reflexão entre 1GHz e 50GHz. A linha em azul refere-se à conexão direta ao analisador de circuitos e a linha vermelha para a conexão com o cabo coaxial.	39
Fig. 4.7	Curvas da parte real e imaginária da impedância da antena. Medição feita através da conexão da antena ao analisador de circuitos por um cabo coaxial.	39

Fig. 4.8	Curva do coeficiente de reflexão da antena. Medição feita através da conexão da antena ao analisador de circuitos por um cabo coaxial.	40
Fig. 4.9	Simulação e a medição das curvas da partes real e imaginária da impedância da antena. Na cor azul está o resultado simulado e na cor vermelha está o resultado medido.	41
Fig. 4.10	Comportamento do coeficiente de reflexão medido e o obtido por simulação para a antena Vivaldi. Na cor azul está o resultado simulado e na cor vermelha está o resultado medido.	42

## Lista de Tabelas

Tabela 3.1	Dimensões da antena Vivaldi antipodal calculadas com as equações do Capítulo 2.	16
Tabela 3.2	Valores do coeficiente de reflexão e da impedância de entrada da antena para os melhores pontos de casamento de impedância com a linha de transmissão e suas respectivas frequências.	17
Tabela 3.3	Valores do coeficiente de reflexão e da impedância de entrada da antena para os melhores pontos de casamento de impedância com a linha de transmissão e suas respectivas frequências.	21
Tabela 3.4	Valores do coeficiente de reflexão e da impedância de entrada da antena para os melhores pontos de casamento de impedância com a linha de transmissão e suas respectivas frequências.	24
Tabela 3.5	Valores do coeficiente de reflexão e da impedância de entrada da antena para os melhores pontos de casamento de impedância com a linha de transmissão e suas respectivas frequências.	27
Tabela 4.1	Valores do coeficiente de reflexão e da impedância de entrada para os pontos de melhores casamentos de impedância da antena com a linha de transmissão e suas respectivas frequências.	35

## Lista de Abreviaturas e Siglas

UWB	<i>Ultra-Wideband</i> – Faixa ultra larga
HFSS <sup>®</sup>	<i>High Frequency Structural Simulator</i> – Simulador Estrutural de Alta Freqüência

## Lista de Símbolos

$\Gamma_{vc}$	Coeficiente de reflexão.
$P_{inc}$	Potência incidente na antena, em watt (W).
$P_{ref}$	Potência refletida, em watt (W).
$Z_{en}$	Impedância medida no ponto de excitação da antena, em Ohm ( $\Omega$ ).
$Z_o$	Impedância característica da linha de transmissão, em Ohm ( $\Omega$ ).
$L$	Comprimento da antena.
$W$	Largura da antena.
$d$	Diâmetro da cavidade circular do sistema de alimentação da Vivaldi básica.
$s$	Separação entre o fim da cavidade circular e o começo das curvas exponenciais da Vivaldi básica.
$x$	Variável dependente na equação das curvas exponenciais para a antena Vivaldi básica.
$C_e$	Primeira constante da equação que forma as curvas exponenciais da Vivaldi básica.
$C_f$	Segunda constante da equação que forma as curvas exponenciais da Vivaldi básica.
$\alpha$	Constante que determina a rapidez da variação da curva exponencial.
$x_a$	Ponto inicial da curva exponencial da antena Vivaldi básica referente ao eixo $x$ .
$x_b$	Ponto final da curva exponencial da antena Vivaldi básica referente ao eixo $x$ .
$z_a$	Ponto inicial da curva exponencial da antena Vivaldi básica referente ao eixo $z$ .
$z_b$	Ponto final da curva exponencial da antena Vivaldi básica referente ao eixo $z$ .
$m$	Valor da extensão do plano terra para a antena Vivaldi Antipodal.
$W_f$	Largura da microlinha da antena Vivaldi antipodal.
$W_l$	Fator utilizado para ajustar a variação das curvas exponenciais externas e internas da antena Vivaldi antipodal.
$k_s$	Fator que influi na taxa de variação das curvas exponenciais externas da antena Vivaldi antipodal.
$k_w$	Fator que influi na taxa de variação das curvas exponenciais internas da antena Vivaldi antipodal.
$x_o$	Variável dependente utilizada na formação das curvas exponenciais externas da antena Vivaldi Antipodal.
$x_i$	Variável dependente utilizada na formação das curvas exponenciais internas da antena Vivaldi antipodal.

$L_1$	Comprimento das curvas exponenciais externas da antena Vivaldi antipodal.
$L_2$	Comprimento das curvas exponenciais internas da antena Vivaldi antipodal.
$p$	Distância entre os pontos terminais das curvas exponenciais externas.
$\vec{J}$	Vetor densidade total de corrente elétrica de condução, em Ampères/m <sup>2</sup> (A/ m <sup>2</sup> ).
$\sigma$	Condutividade elétrica de um meio material, em Siemens por metro (S/m).
$\vec{E}$	Vetor campo elétrico, em volt/metro (V/m).
$\omega$	Frequência angular, em radiano/segundo (rad/s).
$\epsilon$	Permissividade elétrica de um meio, em farad/m (F/m).
$\epsilon_r$	Permissividade elétrica relativa de um meio, em farad/m (F/m).
$\vec{H}$	Vetor campo magnético, dado em Ampères/metro (A/m).
$\mu$	Permeabilidade magnética do meio, em Henry/metro (H/m).
$\phi, \theta$	Variáveis em um sistema de coordenadas esféricas.
$D$	Diretividade do diagrama de irradiação, em decibels.
$\theta_{ab}$	Ângulo de abertura de feixe do diagrama de irradiação no plano de elevação, em graus.
$\phi_{ab}$	Ângulo de abertura de feixe do diagrama de irradiação no plano de azimute, em graus.
$S_{11}$	Coefficiente de reflexão, em decibel (dB).
$R$	Resistência medida no ponto de excitação da antena, em Ohms ( $\Omega$ ).
$X$	Reatância medida no ponto de excitação da antena, em Ohms ( $\Omega$ ).
$R_A, R_B, R_C$	Raios dos respectivos cantos A, B e C modelados em formatos de círculos.
$R_D, R_E, R_F$	Raios dos respectivos cantos D, E e F modelados em formatos de círculos.
$R_G, R_H, R_I$	Raios dos respectivos cantos G, H e I modelados em formatos de círculos.
$R_J, R_K, R_L$	Raios dos respectivos cantos J, K e L modelados em formatos de círculo.

## Resumo

Camacho, W. A. Proposta de uma antena Vivaldi antipodal para operação em faixa larga. Santa Rita do Sapucaí, 2016. Instituto Nacional de Telecomunicações.

Este trabalho apresenta um estudo sobre antenas Vivaldi impressas. No qual se partiu do estudo de dois modelos dessa antena, onde se escolheu o mais apropriado para o trabalho. Através de simulações computacionais verificou-se o comportamento de operação em função do coeficiente de reflexão para essa antena. Os resultados da primeira simulação mostraram uma operação em múltiplas frequências de ressonância e faixa estreita em torno de cada uma. Para ampliar a faixa de operação, recorreu-se a modificações na geometria desta, onde foram inseridos cortes retangulares nas partes externas dos eletrodos para formação de cavidades ressonantes e chanfros nos fins das curvas exponenciais externas. Essas alterações tiveram o objetivo de melhorar a distribuição de corrente nos eletrodos bem como executar o casamento de impedâncias da antena com a linha de transmissão dentro de uma extensa faixa de frequência. Os resultados obtidos foram consideráveis em relação à antena em sua forma original, porém ainda não se havia conseguido o comportamento esperado do coeficiente de reflexão dentro da faixa de frequência em análise. Então, foi-se remodelando de forma circular alguns cantos agudos presentes na estrutura da antena para eliminar o acúmulo de carga presentes nesses pontos. Após diversos valores de raios testados chegou-se ao resultado esperado para o trabalho. Por fim, o modelo de melhor resultado durante as simulações teve seu protótipo construído e foram feitas suas medições que resultam em uma largura de banda de operação entre os valores de 2,3GHz e 20GHz. O projeto foi desenvolvido sobre uma placa de substrato de politetrafluoretileno (PTFE), modelo Diclad 880, da Arlon. Os resultados foram condizentes com as demandas de diferentes sistemas de radiocomunicações na faixa de microondas.

Palavras-chave: Antena Vivaldi, Vivaldi antipodal, Cavidades ressonantes, Antenas de Faixa larga.



## Abstract

Camacho, W. A. Proposal of a Vivald antipodal antenna for operations in broadband. Santa Rita do Sapucaí, 2016. Instituto Nacional de Telecomunicações.

This paper presents a study on printed Vivaldi antennas. It started from the study of two models of this antenna, where it chooses the most appropriate for the job. Through computer simulations verified the operation of behavior due to the reflection coefficient for this antenna. The results of the first simulation showed an operation at multiple resonant frequencies, narrow band around a center value. To extend the operating range, were make change at the geometry of this antenna, where they were inserted rectangular cuts in the outer parts of the electrodes to form resonant cavities and beveled at the ends of external exponential curves. These changes were intended to improve the distribution of current in the electrodes and perform the antenna impedance matching with the transmission line within a wide frequency range. The results were significant in relation to the antenna in its original form, but have not yet had achieved the expected behavior of the reflection coefficient within the frequency range for analysis. So it was remodeling some sharp corners present on the antenna structure to eliminate the accumulation of charges and currents that generated one parasitic reactance in the antenna input. In such remodeling was made circular shapes to these points where it was tested several radius values until to find satisfactory values for the reflection coefficient curve. Finally, was created a prototype of the best antenna resulting from simulations for to make the measurements. The antenna measurements resulted in reflection coefficient good for operate enter 2.3GHZ to 20GHZ. The project was developed in a polytetrafluoroethylene substrate (PTFE), Di clad 880 model, Arlon. The results were consistent with the demands of different radio systems in the microwave range.

Keywords: Vivaldi antenna, Vivaldi antipodal, Ressonantes cavities, Broadband antennas.

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Breve histórico

A crescente ocupação do espectro eletromagnético tem demandado um constante desenvolvimento de componentes e dispositivos para operações em frequências cada vez mais elevadas. Além disto, diversos sistemas que incorporam modernas tecnologias estão previstos para operações em grandes larguras de faixa em torno de um valor central. Por exemplo, tem crescido nos últimos anos o interesse por aplicações da tecnologia de transmissão em faixa ultra larga (UWB, *ultra-wide band*), pelo fato de transmitir altas taxas com baixa potência, operar em condições de pequenas interferências e, simultaneamente, causar pouca interferência em sistemas adjacentes [1]. Esses sistemas para fins de comunicações ocupam frequências entre 3,1GHz e 10,6GHz [1].

Operações em grandes larguras de faixa exigem componentes e dispositivos capazes de cumprir as suas finalidades nas condições especificadas. Estas exigências são difíceis de serem cumpridas por modelos tradicionais de antenas. Isto tem justificado a apresentação de várias estruturas irradiantes de configurações especiais, capazes de operações em grandes larguras de faixa [2][3][4]. Um exemplo é a chamada antena de abertura gradual (TSA, *tapered-slot antenna*), também conhecida como antena Vivaldi. Foi criada em sua forma básica por Gibson, em 1978 [5]. Com base em sucessivos ensaios, propuseram-se modificações no modelo, para melhorar o desempenho e aumento na faixa de frequências útil de operação [6].

### 1.2 Motivação para desenvolvimento do trabalho

A antena Vivaldi proposta é em forma de antena impressa buscando-se operações em grandes larguras de faixa. Essa antena, em geral, também apresenta um valor relevante de ganho de potência em relação às referências tradicionais de antena isotrópica e de dipolo de

meia onda na ressonância. Em forma de antena impressa, é possível obter um tamanho geométrico compacto, facilitando assim sua implementação para sistemas em locais onde não se disponibiliza de grandes espaços ou para sistemas portáteis [5].

Embora, seja uma antena que apresente as vantagens já mencionadas, apresenta certas dificuldades em seu sistema de alimentação, com objetivo de se conseguir boa eficiência do conjunto. Em muitos casos, necessita de alterações em sua arquitetura e um exemplo disso é o desenvolvimento proposto, identificado como antena Vivaldi antipodal. Neste caso, as alterações em sua geometria permitiram que se melhorassem as condições para adaptar, de forma mais eficaz, o seu sistema de alimentação ao cabo coaxial usual nas aplicações nas faixas de microondas [6].

Para radioenlaces em frequências cada vez maiores, buscam-se elementos irradiantes que ofereçam determinadas características no formato do diagrama de irradiação, no ganho de potência e boa eficiência de irradiação, que garanta o melhor aproveitamento possível da energia que receber da linha de transmissão [3].

Dificuldades na eficiência de irradiação aparecem pela perda de potência por efeito Joule no elemento irradiador (quase sempre muito pequena) e pela perda por reflexão, oriunda do descasamento entre a linha de alimentação e a impedância de entrada da antena. A perda por reflexão refere-se a uma porcentagem da potência que é entregue à antena que sofre reflexão e retorna em direção à linha de transmissão. Sob condições ideais de casamento, esta reflexão anula-se e toda a potência da linha é absorvida pela antena [3][7]. A potência refletida é determinada pelo quadrado do módulo do coeficiente de reflexão obtido a partir da diferença entre a impedância de entrada da antena e a impedância característica da linha de alimentação, segundo a expressão

$$\Gamma_{vc} = \frac{Z_{en} - Z_o}{Z_{en} + Z_o} \quad (1.1)$$

sendo  $Z_{en}$  a impedância no ponto de alimentação e  $Z_o$  a impedância característica da linha de alimentação. Assim, a potência refletida na entrada da antena é

$$P_{ref} = |\Gamma_{vc}|^2 P_{inc} = \left| \frac{Z_{en} - Z_o}{Z_{en} + Z_o} \right|^2 P_{inc} \quad (1.2)$$

onde  $P_{inc}$  é a potência incidente na antena, supondo que estivesse casada com a linha de transmissão.

Em condições ideais de casamento, com  $Z_{en} = Z_o$ , o coeficiente de reflexão seria igual a zero. É usual que seja expresso em decibels, da forma

$$\Gamma_v(\text{dB}) = 10 \log |\Gamma_{vc}|^2 = 20 \log |\Gamma_{vc}| \quad (1.3)$$

Considerando as enormes dificuldades para um casamento perfeito de impedâncias, seu valor é bem aceito quando ficar abaixo de  $-10\text{dB}$ , indicando que mais de 90% da potência incidente está sendo absorvida pela antena [7][3].

A proposta deste trabalho foi o desenvolvimento de uma antena Vivaldi de modelo antipodal a qual apresentasse boa eficiência de irradiação dentro de uma grande largura de faixa de frequência. As razões estão nas grandes demandas por sistemas que operam com elevadíssimas taxas de modulação em portadoras de frequências progressivamente maiores. Exemplos desses sistemas são os sistemas de comunicações móveis de quarta e quinta gerações, os muitos sistemas que operam em faixas ultra larga (UWB), que ocupam a faixa entre 3,1GHz e 10,6GHz, entre outros.

O desenvolvimento foi feito com aplicação intensa de simulações com o programa HFSS® (*High Frequency Structural Simulator*) da empresa Ansys [8]. As simulações permitiram obter descrições muito precisas das conseqüências de alterações na geometria, com indicações para se chegar ao objetivo do projeto. Após a otimização pelos cálculos teóricos, foi implementado o protótipo da antena que permitisse a comprovação dos resultados mais relevantes e que pudessem garantir o emprego da antena na faixa de frequências de interesse.

### 1.3 Estrutura da dissertação

No Capítulo 2, apresenta-se a antena Vivaldi a partir de um pequeno histórico de sua criação. Depois, faz-se uma abordagem sobre o modelo básico e sua evolução para o modelo antipodal. Nesta opção, são estabelecidas alterações na geometria da antena que levam a uma forma mais prática de se construir o sistema de alimentação. Apresenta-se também, uma análise sobre as dificuldades em se conseguir uma largura de banda extensa para a antena, destacando-se a necessidade de alterações na geometria e as conseqüências nas características da antena. Para finalizar, comparam-se alguns resultados com exemplos implementados por outros autores.

O Capítulo 3 apresenta o desenvolvimento do projeto da antena, com a seleção do laminado a ser utilizado. A partir de sua constante dielétrica, obtêm-se as medidas geométricas da antena. Destaca-se, nesta fase, a intensa utilização do programa HFSS® nas simulações,

tomando por base os valores encontrados para o coeficiente de reflexão da antena. As simulações foram feitas a partir de alterações do modelo antipodal, até se conseguir uma geometria que levasse a apresentar uma largura de banda extensa. Por fim, o modelo final da antena foi prototipado e realizaram-se as medições de sua impedância de entrada e de seu coeficiente de reflexão. Os detalhes destes procedimentos estão no Capítulo 4. No Capítulo 5 são feitos os comentários finais, as conclusões do desenvolvimento e algumas sugestões para trabalhos futuros.

## Capítulo 2

### A antena Vivaldi

#### 2.1 Introdução

A antena Vivaldi impressa é uma adaptação em forma compacta do modelo original do irradiador. Além de se buscar operações em grandes larguras de faixa, as estruturas de pequenas dimensões podem ser empregadas em equipamentos que não disponham de grandes espaços para as montagens, como são as exigências para equipamentos portáteis e móveis. Em sua proposta original, esse tipo de antena pode apresentar ganho elevado e pequena variação na faixa de frequência especificada [9].

Em forma de antena impressa, a Vivaldi apresenta a vantagem de ter tamanho pequeno, inversamente proporcional à raiz quadrada da constante dielétrica do material usado no laminado. Seria possível construir uma antena de pequenas dimensões se for escolhido um laminado com alta constante dielétrica. Evidentemente, a escolha tem que ser baseada, também, em valores adequados que permitam uma transferência eficiente da energia da antena para o ambiente externo [9].

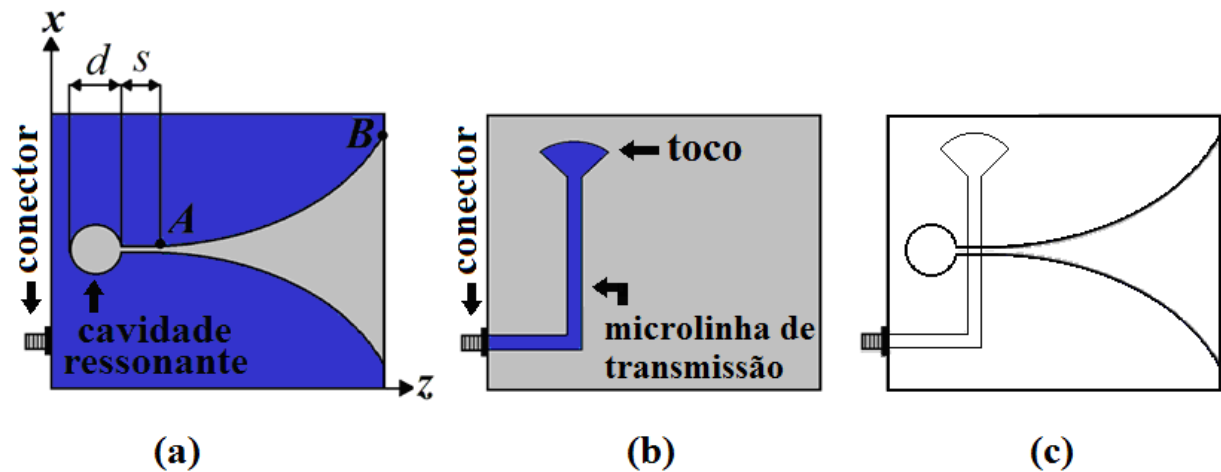
Esse modelo de antena foi criado em 1978 em sua forma básica por Gibson [5]. Com o passar do tempo, por meio de modificações na estrutura original, buscaram-se melhorias em suas características de operação. Desenvolvendo-se novos modelos através de análises e freqüentes simulações e ensaios de laboratório, estabeleceram-se diversas propostas com mudanças no formato através de inúmeros trabalhos que partiram do modelo original. Em geral, essas alterações permitiram sua aplicação em maiores larguras de faixa, um controle mais efetivo sobre o ganho e sobre o diagrama de irradiação [10][11][12].

É usual que a avaliação do desempenho de uma antena tome como referência, inicialmente, o módulo de seu coeficiente de reflexão ou a correspondente perda de retorno. Um valor melhor do que 10dB tem sido aceito, pois garante aproveitamento de mais de 90% da potência da linha de transmissão no elemento irradiador [7]. Juntamente com a avaliação deste

parâmetro, outras informações são relevantes, como o formato do diagrama de irradiação, o ganho da antena e a faixa de frequência que atenda às especificações do projeto [9].

## 2.2 Modelo básico da antena Vivaldi

A configuração básica da antena Vivaldi consiste de eletrodos que obedecem à determinada lei de separação entre eles. Na estrutura impressa, formam-se os eletrodos em um laminado cujas características do dielétrico sejam conhecidas. A separação entre os eletrodos seguem curvas exponenciais simétricas em que os valores relacionam-se aos comprimentos de onda nas frequências sucessivas na faixa especificada. Na figura 2.1 representa-se esta construção, destacando-se as regiões correspondentes aos eletrodos e ao dielétrico do laminado, bem como os parâmetros geométricos envolvidos no projeto.



**Figura 2.1.** Antena Vivaldi em seu modelo básico. (a) vista pelo lado superior do laminado. (b) Vista da parte inferior, com a apresentação do sistema de alimentação. (c) Sobreposição das duas partes.

Na geometria apresentada, o parâmetro  $d$  é o diâmetro da cavidade circular e  $s$  representa a fenda formada no espaço entre o final da cavidade circular e o começo das curvas exponenciais externas dos eletrodos. Estas curvas obedecem à equação:

$$x = C_e \exp(\alpha z) + C_f \quad (2.1)$$

onde  $\alpha$  determina a rapidez de variação de cada curva e as constantes  $C_e$  e  $C_f$  são determinadas a partir das suas especificações iniciais e finais. Impondo, respectivamente os valores  $(x_a, z_a)$  e  $(x_b, z_b)$ , encontram-se:

$$C_e = \frac{x_b - x_a}{e^{\alpha z_a} - e^{\alpha z_b}} \quad (2.2)$$

$$C_f = \frac{x_a e^{\alpha \bar{z}_b} - x_b e^{\alpha \bar{z}_a}}{e^{\alpha \bar{z}_a} - e^{\alpha \bar{z}_b}} \quad (2.3)$$

O sistema de alimentação é construído de forma que a microlinha de transmissão (impressa na face oposta ao do elemento irradiador) cruze com a fenda formada entre a cavidade ressonante e o início das curvas exponenciais da parte superior do substrato. Quando a antena for excitada com um sinal por meio da microlinha, tem-se um campo eletromagnético na fenda, que se propaga em direção às extremidades dos eletrodos de separação exponencial. A relação entre a separação e o comprimento de onda estabelece as condições propícias à emissão do campo eletromagnético. Conforme a frequência este valor desloca-se entre o início e final dos eletrodos. Portanto, repetem-se as condições de irradiação para diferentes frequências e possibilita a antena operar em grande largura de faixa [13].

Pelo fato de a microlinha impressa ser desbalanceada e a antena ser um elemento balanceado, a conexão direta entre estes elementos nestas condições reduz a eficiência de irradiação e leva a uma degradação do diagrama de irradiação, principalmente nas frequências mais elevadas da faixa de operação. Portanto, para garantir um comportamento mais estável em toda a faixa, seria necessário estabelecer seus limites em menor faixa de trabalho. O balanceamento associado ao casamento de impedância permite reduzir estes inconvenientes e foram propostas condições que conduzissem a este objetivo [9].

Para o balanceamento desse sistema, utiliza-se uma cavidade ressonante no formato circular ou retangular terminada no início da fenda de separação entre os eletrodos, combinada com a ação de um toco de linha de transmissão ao final da microlinha. Com a escolha do diâmetro da cavidade ressonante circular ou da largura dos lados na cavidade retangular e do dimensionamento do toco é possível fazer o balanceamento e o casamento do sistema de alimentação. Procura-se, uma largura de faixa de frequência extensa onde a impedância da antena tenha um comportamento que leve a uma curva do coeficiente de reflexão aceitável [14][15].

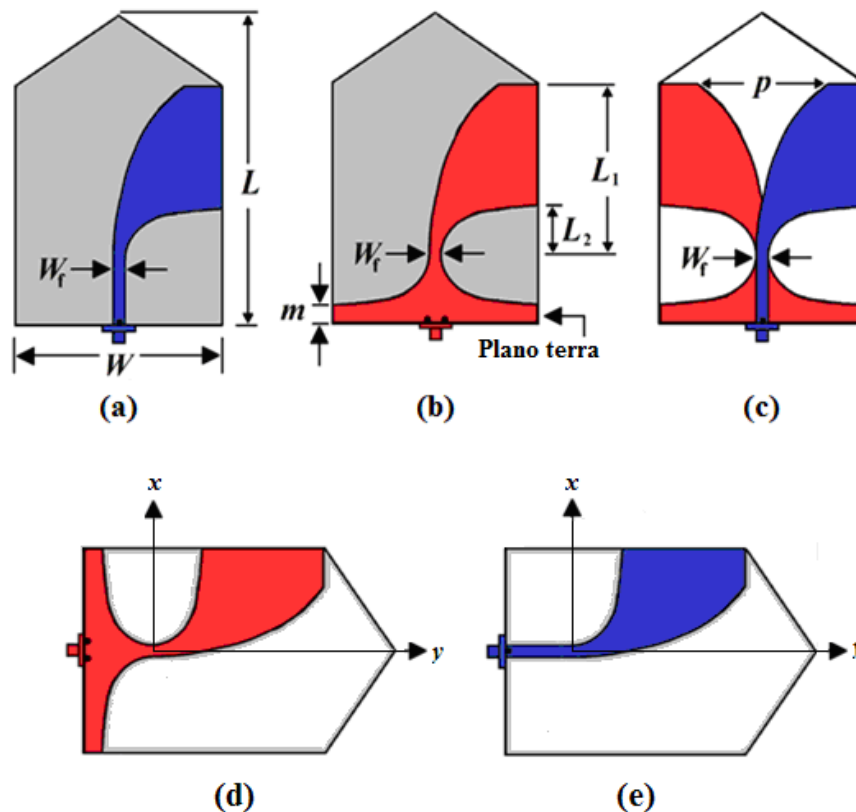
### 2.3 Antena Vivaldi antipodal

Surgiram propostas bem-sucedidas que permitissem a adaptação do sistema de alimentação e reduzisse a correspondente influência sobre a largura de faixa. Nessas propostas, desenvolveram-se diferentes métodos de adaptação, entre os quais se tem a estrutura identificada como antena Vivaldi antipodal [6][16]. Infelizmente, esse modelo trouxe alguns



inconvenientes que terão de ser superados. Um deles é uma piora na relação de polarização cruzada e o outro é o aumento no estrabismo de feixe na direção de máxima irradiação do lobo principal, que também pode ser definido como uma deflexão em graus nessa direção [9].

No modelo antipodal da antena Vivaldi, seus eletrodos ficam em lados opostos do substrato. Uma das proposições a partir da estrutura básica combina duas curvas exponenciais na formação dos eletrodos, como se ilustra na Figura 2.2. Um de seus condutores sofre modificação para se converter em uma linha de microfita. O outro condutor tem sua geometria alterada para agir como plano de terra. Na figura, destacam-se as partes metálicas em ambas as faces do laminado e a composição final proposta [9].



**Figura 2.2.** Antena Vivaldi antipodal. (a) Vista pela parte superior. (b) Vista pela parte inferior. (c) Sobreposição das duas partes. (d) Vistas da antena pela parte inferior destacando o sistema de coordenadas empregado para descrição das curvas exponenciais. (e) Vistas da antena pela parte inferior destacando o sistema de coordenadas empregado para descrição das curvas exponenciais.

Na Figura 2.2,  $W$  e  $L$  indicam medidas de largura e de comprimento da antena. O parâmetro  $W_f$  representa a largura da linha de microfita,  $L_1$  é o comprimento da curva exponencial externa e  $L_2$  é o comprimento da curva exponencial interna. A separação  $p$  representa a distância entre os pontos terminais das curvas exponenciais externas e  $m$  é a largura do plano

de terra a partir do final da curva exponencial interna. Observa-se que esta curva é espelhada até o início da antena.

As curvas externas seguem a mesma proposta do modelo convencional. Todavia, pela diferença de extensão da microlinha no segundo modelo, é necessária uma alteração na equação da curva externa, que deve ser descrita por [16]:

$$x_o = \mp 0,50(W_f + W_1) \pm 0,50W_1 e^{k_s y} \quad (2.4)$$

onde  $W_1$  é um fator para ajustar a variação das curvas exponenciais internas e externas de acordo com as especificações. As coordenadas  $x$  e  $y$  são, respectivamente, referentes à abscissa e à ordenada, como se representa na figura. O fator  $k_s$  influi na taxa de variação destas curvas e é obtido com:

$$k_s = \frac{1}{L_1} \ln \left( \frac{W_f + p + W_1}{W_1} \right) \quad (2.5)$$

A Equação (2.4) formará a parte superior e a parte inferior das curvas exponenciais externas nas faces opostas, de acordo com o sinal positivo ou negativo. Essas curvas representam transições suaves entre os meios, o que facilita o processo de irradiação. As curvas internas obedecem a

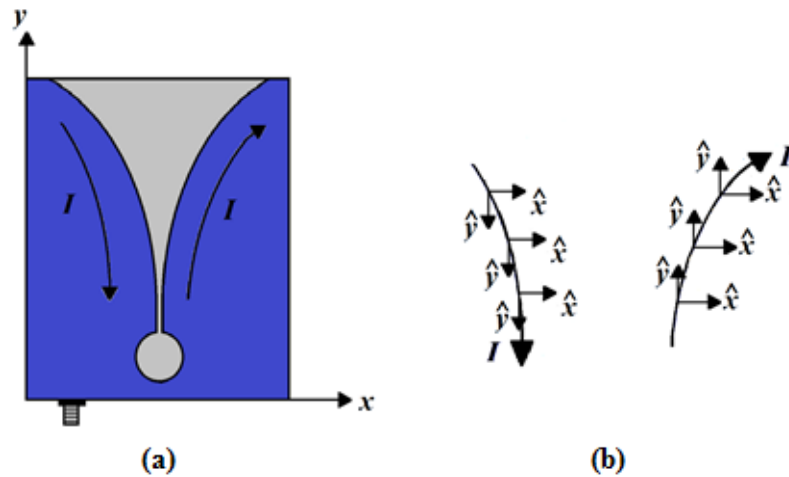
$$x_i = \pm 0,50(W_f - W_1) \mp 0,50W_1 e^{k_w y} \quad (2.6)$$

onde  $k_w$  influi na taxa de variação dessa curva e o seu valor é [16]:

$$k_w = \frac{1}{L_2} \ln \left( \frac{W - W_f + W_1}{W_1} \right) \quad (2.7)$$

## 2.4 Pequena análise da irradiação numa antena Vivaldi

A análise da irradiação numa antena Vivaldi pode ser feita partindo da Figura 2.3 (a), onde se mostra que as densidades de correntes em seus eletrodos têm comportamentos simétricos, admitindo a alimentação balanceada. Portanto, identificam-se componentes no eixo  $x$  e no eixo  $y$ . Na parte (b) da figura está a representação das correntes nos eletrodos com suas componentes no plano  $x$ - $y$ . Em um instante especificado, percebe-se que a corrente no eletrodo esquerdo tem suas componentes nos sentidos positivo do eixo  $x$  e negativo no eixo  $y$ . A corrente no eletrodo da direita tem suas componentes no sentido positivo tanto no eixo  $x$  como no eixo  $y$ .



**Figura 2.3.** Demonstração da distribuição da corrente elétrica em uma antena Vivaldi. (a) Antena Vivaldi com denotação no sentido e direção da corrente elétrica. (b) Distribuição no plano vetorial x-y da corrente elétrica presente nos eletrodos da antena.

A composição da lei de Ampère indica que a densidade total de corrente inclui a parcela de condução e a parcela de deslocamento e está na mesma direção do campo elétrico resultante. Para os campos variando harmonicamente no tempo, a densidade total de corrente assume o aspecto

$$\vec{J} = (\sigma + i\omega\epsilon)\vec{E} \quad (2.8)$$

onde  $\sigma$  é a condutividade do meio,  $\epsilon$  a permissividade e  $\omega$  a frequência angular. A primeira parcela refere-se à corrente de condução, predominante nos eletrodos, e o segundo termo é a densidade de corrente de deslocamento, presente na região dielétrica.

De acordo com esta equação, no plano da antena o campo elétrico também tem suas componentes em  $x$  e  $y$ . As componentes do campo elétrico entre os eletrodos combinam-se para formarem o campo total nas diferentes direções de irradiação. Ao longo do eixo longitudinal, as componentes na direção  $y$  tendem a se cancelar, uma vez que possuem mesmas amplitudes e sentidos opostos. As componentes de campo elétrico entre os eletrodos segundo a direção  $x$  estão em mesmo sentido e direção. Assim, combinam-se aditivamente e o campo predominante assume também esta direção. Em posições fora do eixo longitudinal, predominam as componentes na direção  $x$ , porém haverá alguma resultante na direção longitudinal, implicando em certo grau de polarização cruzada para a onda emitida. Além disto, as combinações das várias componentes determinaram o formato do diagrama de irradiação, seus lobos principais e secundários.

Na região entre os eletrodos, admite-se que a condutividade do meio seja praticamente nula e os campos elétrico e magnético mutuamente induzidos sejam descritos pelas equações de Maxwell:

$$\nabla \times \vec{H} = i\omega\epsilon\vec{E} \quad (\text{lei de Faraday}) \quad (2.9)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -i\omega\epsilon\mu\vec{H} \quad (\text{lei de Ampère}) \quad (2.10)$$

Nas condições propostas na figura anterior, o campo magnético localiza-se predominante no plano  $x$ - $z$ . As várias componentes devem satisfazer estas equações e as condições de contorno nas interfaces dos dielétricos e condutores presentes na estrutura.

Para uma antena Vivaldi antipodal, pelo fato de os eletrodos estarem em lados opostos do substrato há certa alteração ao longo do plano  $x$ - $z$  para os campos, com uma contribuição na polarização cruzada da onda emitida, uma vez que se identifica também uma pequena componente de campo elétrico em  $z$ . Contudo, não há necessidade de avaliar alterações nas condições de irradiação pelo pequeno valor da nova componente normal ao plano  $x$ - $y$  [9].

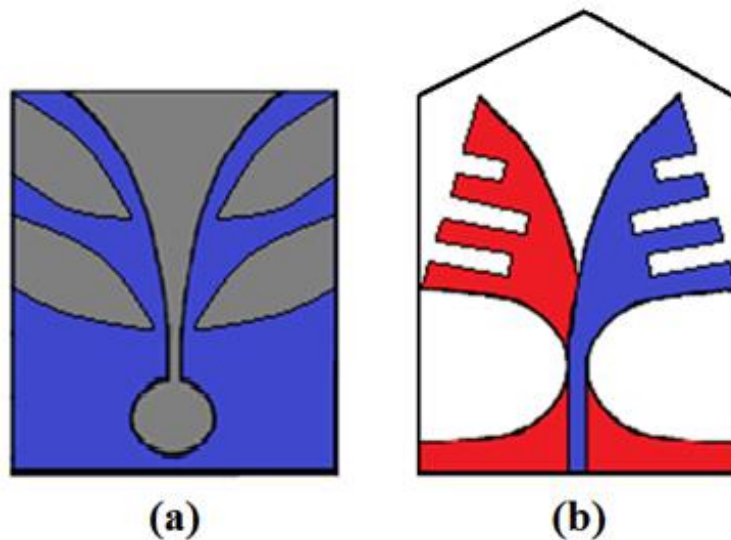
## 2.5 Dificuldades na ampliação da largura de faixa de operação

Uma largura de faixa extensa em diferentes modelos de antena exige adaptações em suas geometrias. Essas mudanças influem em sua impedância de entrada e buscam-se formas de garantir o casamento com a linha de transmissão utilizada em sua alimentação. O objetivo é reduzir a perda de potência por reflexão, avaliada a partir do coeficiente de reflexão dentro da faixa de frequência de interesse. Como mencionado no capítulo anterior, costuma-se aceitar como referência um coeficiente de reflexão menor do que  $-10\text{dB}$ . Cortes profundos para formação de cavidades ressonantes nas partes externas dos eletrodos da antena já mostraram resultados significativos com respeito ao aumento da largura de faixa de frequência de operação em antenas Vivaldi [7][9][16]. Outras modificações acompanham uma modelagem matemática baseada em curvas exponenciais para a antena Vivaldi básica. Com este critério, há relatos de irradiadores que permitiram largura de faixa da ordem de 150% em torno de um valor central [17]. Considerando que cantos vivos, em quaisquer transições implicam concentrações maiores de cargas elétricas e correntes, causarão aumentos em parcelas reativas na composição da impedância de entrada. Portanto, arredondamentos e suavizações de cantos

vivos são alternativas que permitem mitigar esses efeitos parasitas, com possibilidade de ampliação na faixa de frequências com casamento de impedância aceitável [2].

Em várias publicações, é possível observar como essas alterações levaram a ampliações na largura de faixa de operação [2][16][17]. Por exemplo, foi proposto um modelo com cortes em formato de olhos nos eletrodos de estrutura básica que adicionaram efeitos de cavidades ressonantes com geometria segundo um conjunto de equações exponenciais [17]. Com o procedimento, diminuem-se as áreas das bordas dos eletrodos e reduzem-se as amplitudes dos lobos secundários. Foi obtida melhora na eficiência de irradiação em toda a faixa de frequência com perda de retorno melhor do que  $-10\text{dB}$  entre  $3\text{GHz}$  e  $12,75\text{GHz}$  [17].

Outro trabalho tratou de uma antena Vivaldi antipodal, no qual se utilizaram cortes triangulares nas laterais dos eletrodos e cortes de formato retangular para geração de cavidades ressonantes [16]. Mais uma vez, a intenção foi diminuir a concentração de corrente nas bordas dos eletrodos. O resultado foi uma antena que opera com coeficiente de reflexão abaixo de  $-10\text{dB}$  entre  $6\text{GHz}$  e  $18\text{GHz}$ . Na Figura 2.4, ilustram-se os dois últimos trabalhos mencionados. Na parte (b) da figura foi omitida a presença do material dielétrico para se visualizar os dois eletrodos da antena [16][17].



**Figura 2.4.** Algumas alterações propostas. (a) Antena Vivaldi impressa com fendas em formatos de olhos (operou entre  $3\text{GHz}$  e  $12,75\text{GHz}$ ). (b) Modificação de uma antena Vivaldi antipodal para operação entre  $6\text{GHz}$  e  $18\text{GHz}$ . [16][17].

## 2.6 Comentários sobre o capítulo

Este capítulo descreveu parâmetros de projetos e de funcionamento da antena Vivaldi. Apresentou-se a antena Vivaldi básica com detalhes de sua geometria, análise da separação

dos eletrodos que apresentam formato exponencial e simétrico. Essa separação entre os eletrodos é responsável pela formação de campo entre eles a partir do qual se origina a irradiação da onda eletromagnética. Discutiu-se a sua alimentação e proposta de minimização de problemas a ela associados com o desenvolvimento de nova proposta de antena Vivaldi antipodal. Mostraram-se diferenças na geometria e na alimentação do modelo básico e da antena antipodal, com as equações e a mudança na localização de um dos eletrodos. A análise do campo eletromagnético da antena levou em conta uma alimentação balanceada, discorreu-se sobre a distribuição da corrente em seus eletrodos e a formação da onda eletromagnética transmitida para o espaço livre. Discutiu-se brevemente sobre métodos para aumentar a largura de faixa de operação e alguns desses procedimentos foram utilizados neste trabalho.

## Capítulo 3

### Projeto e simulações da antena Vivaldi antipodal

#### 3.1 Descrição sumária do desenvolvimento

A partir do modelo antipodal da antena Vivaldi, mostrada na Figura 2.2, buscou-se desenvolver uma antena com alterações em sua geometria que permitisse a operação em uma extensa largura de faixa. O objetivo foi o desenvolvimento de um irradiador que fosse utilizável em vários sistemas modernos que operam em grandes larguras de faixa. Como exemplo, citam-se os sistemas que utilizam as tecnologias de faixa ultra-larga (UWB), que ocupam a região entre 3,1GHz e 10,6GHz [1]. O trabalho foi desenvolvido com o laminado Diclاد 880 da Arlon [18] com espessura de 1,6mm, permissividade relativa de 2,2 e tangente de perda de 0,0009. Para início do projeto, desenvolveu-se a antena com a estrutura da Figura 2.2, levando em consideração a espessura e a constante dielétrica do laminado e conexão a um cabo coaxial de  $50\Omega$  na alimentação.

Primeiramente, o projeto foi desenvolvido com o auxílio do programa HFSS<sup>®</sup> da empresa ANSYS [8], propondo-se alterações seguidas de simulações. Aplicando cortes profundos nos eletrodos, efetuando chanfrados nas terminações das curvas exponenciais externas e suavizações em cantos vivos, buscaram-se melhoras nos valores do coeficiente de reflexão para ampliação na faixa de frequências. Essas suavizações em cantos vivos foram baseadas em arcos de círculos de diversos raios com seus limites coincidentes com os segmentos dos eletrodos.

A primeira simulação considerou a antena Vivaldi antipodal sem alterações em sua geometria. Na segunda simulação introduziram-se chanfrados de  $45^\circ$  nas extremidades de cada curva exponencial externa e três cortes retangulares para formação de cavidades ressonantes nas laterais de cada eletrodo. Foram obtidos resultados melhores no que concerne à curva de variação do coeficiente de reflexão com a frequência. A terceira simulação foi com a

suavização de cantos vivos presentes em dois pontos do eletrodo da antena que atua como plano de terra. Esses pontos localizam-se no final das curvas exponenciais internas e em dois pontos localizados nas extremidades das curvas exponenciais externas da antena. A quarta simulação foi feita com suavizações em cantos vivos oriundos da segunda simulação. Esses cantos estavam localizados nas partes dos cortes feitos nas laterais dos eletrodos da antena.

As alterações tiveram por objetivo melhorar o casamento de impedâncias com a linha de transmissão. Estes procedimentos alteraram as distribuições de cargas e correntes em determinados pontos da antena com a consequente redução nas reatâncias parasitas que contribuem para o descasamento em relação ao sistema de alimentação. Melhorou-se também a relação frente-costa do diagrama de irradiação, uma vez que os lobos secundários sofreram um efeito de atenuação de suas amplitudes [16][17].

### **3.2 Utilização do programa HFSS<sup>®</sup>**

O programa HFSS<sup>®</sup> da empresa Ansys foi criado para simulações de campos eletromagnéticos em três dimensões e com emprego da metodologia de onda completa. Efetua a análise de fluxo de cargas em estruturas que guiam a onda eletromagnética e cálculos de densidade de potência em elementos construídos a partir de diferentes materiais. O programa trabalha com o método dos elementos finitos (*Finite Element Method* – FEM), com boas aproximações em análise de problemas de antenas, filtros, dispositivos de microondas, entre outros [8].

Para sua aplicação, especifica-se o problema para a análise dentro de um espaço geométrico, por exemplo, um elemento irradiador dentro de uma caixa de ar. O espaço é subdividido em sub-regiões (malhas). Cada uma dessas malhas é representada por um conjunto de parâmetros [8]. Neste trabalho, impôs-se um espaço geométrico onde se simulava uma caixa de ar sem reflexões em seus limites, com a antena localizada em seu centro. A incógnita do problema é o campo eletromagnético em meio aos nós dessas malhas. Com a análise do campo em cada nó, determina-se o campo total irradiado, a formação do diagrama de irradiação, a impedância de entrada no ponto de alimentação e o coeficiente de reflexão da antena.



### 3.3 Simulação da antena projetada

#### 3.3.1 Dimensões importantes da antena e primeira simulação

Por ser um modelo de antena que apresenta sistema de alimentação melhor e mais prático em relação ao modelo básico, foi escolhida a antena Vivaldi antipodal da Figura 2.2 desenvolvida sobre o laminado de politetrafluoretileno (PTFE) de modelo Diclاد 880 da Arlon [18]. Conhecendo seus parâmetros, como a tangente de perda e constante dielétrica já mencionadas, calcularam-se suas dimensões segundo as equações a seguir e com base na Figura 2.2:

$$W = 0,69\lambda_0 \quad (3.1) \quad W_1 = 0,024\lambda_0 \quad (3.5)$$

$$L = 1,38\lambda_0 \quad (3.2) \quad m = 0,082\lambda_0 \quad (3.6)$$

$$L_1 = 0,72\lambda_0 \quad (3.3) \quad W_f = 0,029\lambda_0 \quad (3.7)$$

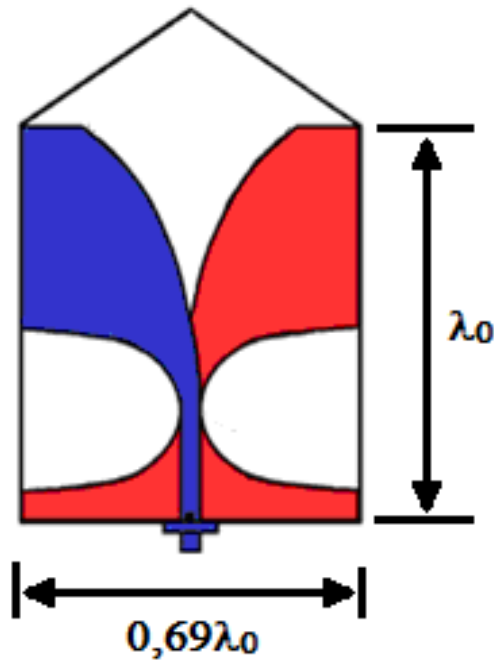
$$L_2 = 0,19\lambda_0 \quad (3.4) \quad p = 0,439\lambda_0 \quad (3.8)$$

Onde  $\lambda_0$  é o comprimento de onda guiado no substrato e calculado por

$$\lambda_0 = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.9)$$

sendo  $f$  a frequência de projeto da antena,  $c$  a velocidade de propagação da onda eletromagnética no vácuo e  $\epsilon_r$  a constante dielétrica relativa do substrato utilizado.

A partir de resultados em diferentes ensaios, verificou-se a necessidade de fixar as dimensões da antena para a frequência inicial de 2,2GHz. As medidas de comprimento e largura das partes metálicas foram feitas em relação ao comprimento de onda guiada no substrato em  $\lambda_0$  e  $0,69\lambda_0$ , como visualizado na Figura 3.1. Na Tabela 3.1, estão as medidas dessa antena, calculadas com as equações apresentadas e referidas à Figura 2.2. Nos primeiros ensaios, procurou-se adaptar esse modelo de antena para que apresentasse um diagrama de irradiação aceitável, um ganho em relação à antena isotrópica típico de uma antena Vivaldi antipodal. Buscou-se, principalmente, uma curva do coeficiente de reflexão que se mostrasse com valores abaixo de  $-10\text{dB}$  em uma grande largura de faixa, através de alterações em sua geometria. Incluiu-se a necessidade de a antena apresentar um tamanho geométrico compacto, que facilitaria sua instalação em lugares ou equipamentos que exigissem pequenas dimensões.

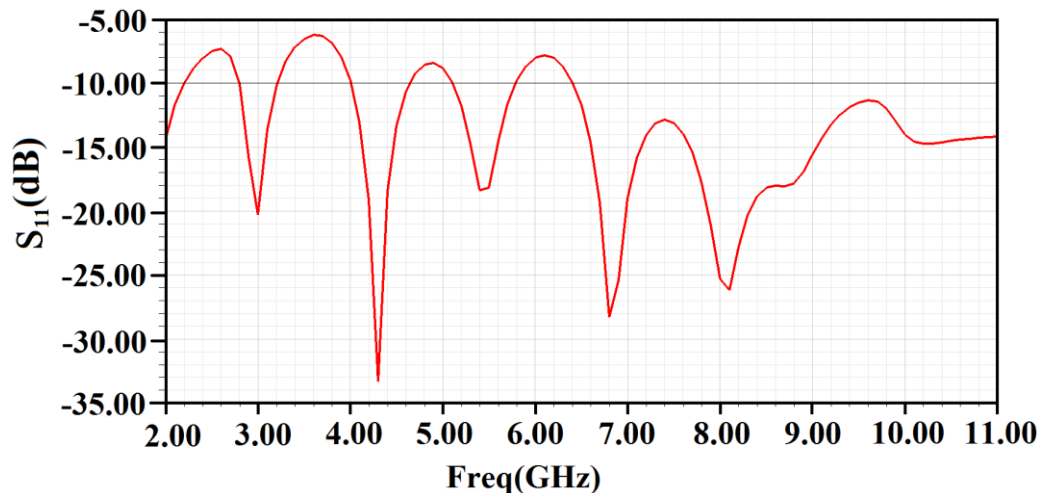


**Figura 3.1.** Antena Vivaldi antipodal, destacando as medidas de suas partes metálicas em relação ao comprimento de onda guiado no substrato.

**Tabela 3.1.** Dimensões da antena Vivaldi antipodal em milímetros, calculadas através das respectivas equações.

$W_1$	$W$	$L$	$L_1$	$L_2$	$m$	$p$	$W_f$
2,14	62,05	125,19	65,51	17,35	7,44	39,66	2,60

Para a simulação, a idéia inicial seria o levantamento do coeficiente de reflexão em função da frequência e garantir um valor melhor do que  $-10\text{dB}$  para excitação com um cabo coaxial de  $50\Omega$ . Sob essas condições, ter-se-ia a transferência de mais de 90% da potência para a antena. O coeficiente de reflexão da primeira simulação está na Figura 3.2.

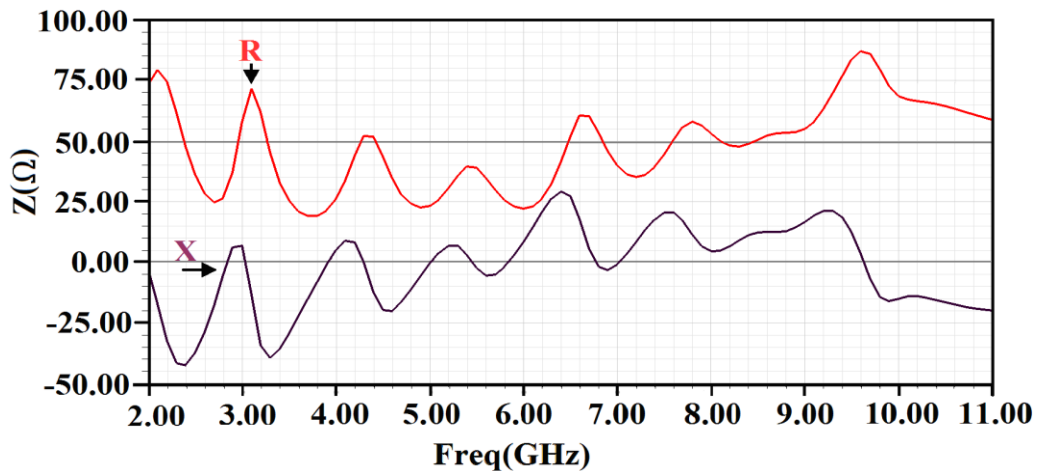


**Figura 3.2.** Simulação do coeficiente de reflexão da antena na faixa de 2GHz a 11GHz.

Observam-se frequências em que a adaptação de impedâncias fica satisfatória, com valores de coeficiente de reflexão bem menores do que o limite máximo especificado. A melhor situação ocorre em 4,3GHz, com  $-33,26\text{dB}$ . Na faixa entre 2GHz e 11GHz, em quatro subfaixas o limite aceitável de  $-10\text{dB}$  não foi alcançado. Na Figura 3.3, está a simulação das partes real e imaginária da impedância da antena, que justificam a curva do coeficiente de reflexão. Verifica-se a melhor adaptação de impedâncias em 4,3GHz, na qual os valores da resistência e da reatância da antena estão próximos aos valores que garantem a máxima transferência de potência da linha de transmissão para a antena [7].

Em função do comportamento da impedância de entrada previsto na simulação, além do ponto de melhor casamento, identificam-se outras frequências de bom desempenho apresentado pela estrutura. Essas frequências, juntamente com seus respectivos valores de coeficiente de reflexão estão presentes na Tabela 3.2.

Essas quatro subfaixas de frequências em que o coeficiente de reflexão não se mostrou dentro das condições aceitáveis de adaptação de impedância devem ser avaliadas com mais atenção no que concernem os efeitos da reatância de entrada, que constatarem pelas curvas da Figura 3.3.



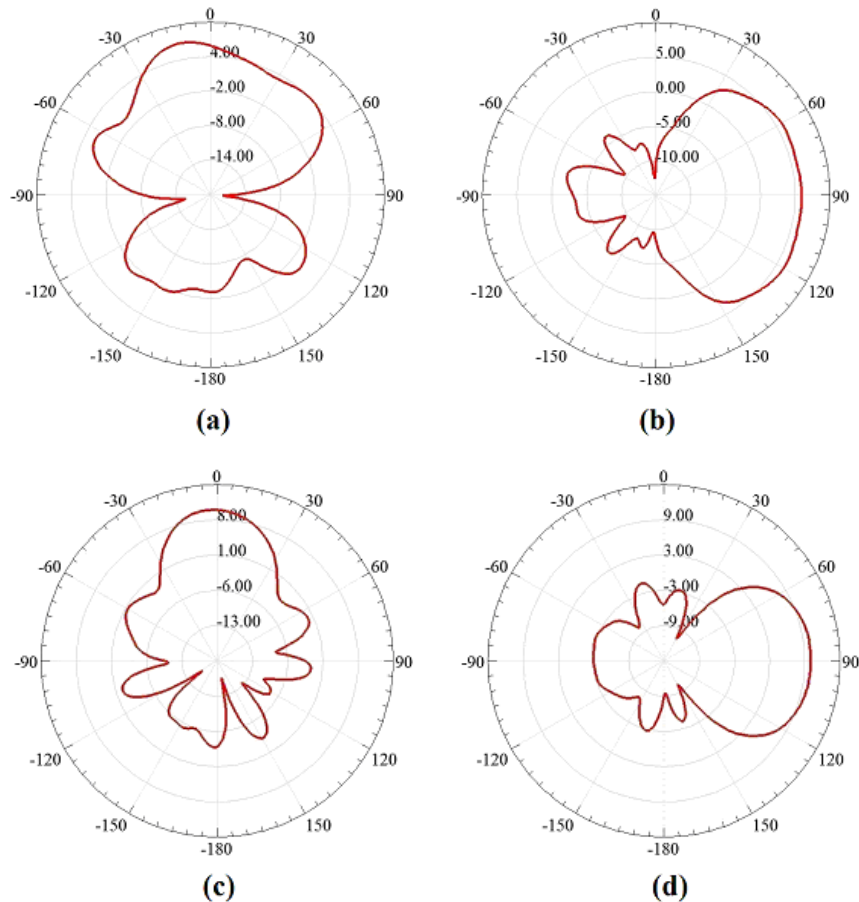
**Figura 3.3.** Simulação das partes real e imaginária da impedância de entrada da antena, no ponto de conexão com a linha de transmissão.

**Tabela 3.2.** Valores do coeficiente de reflexão e da impedância de entrada da antena para os melhores pontos de casamento de impedância com a linha de transmissão e suas respectivas frequências.

$f(\text{GHz})$	2,0	3,0	4,3	5,4	6,8	8,1	8,7	10,2	11
$S_{11}(\text{dB})$	-14,33	-20,28	-33,26	-18,35	-28,28	-23,15	-18,05	-14,72	-14,16
$R(\Omega)$	73,50	57,78	52,23	39,61	53,63	50,05	53,23	66,51	58,76
$X(\Omega)$	-3,19	6,98	0,12	3,11	-1,67	4,93	12,61	-13,85	-19,79

Devido às diferenças de concentração de corrente nas bordas laterais externas dos eletrodos da antena (correntes de borda), há manifestações de efeitos reativos na entrada da mesma e sobre o diagrama de irradiação. Neste caso, a influência no diagrama de irradiação surge na amplitude e distribuição dos lobos secundários [9]. Para melhorar a relação frente-costa do diagrama de irradiação, é necessário diminuir a área das bordas externas dos eletrodos, onde se localiza essas correntes. Assim haverá menor influência das correntes (presentes na antena) na formação dos lobos secundários do diagrama de irradiação, resultando em lobos secundários com menores amplitudes e isso acarretará numa melhor relação frente-costa [17].

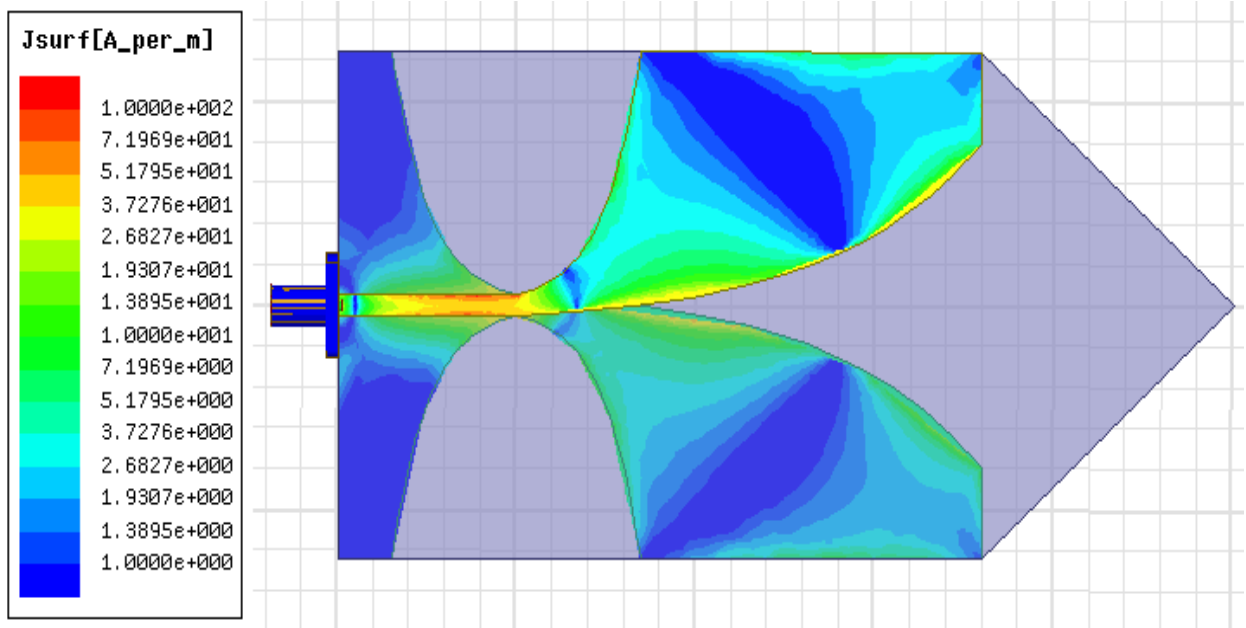
Na Figura 3.4, ilustram-se os diagramas de campo irradiado como previstos pelas simulações. Admitiu-se a antena no plano horizontal, com seu eixo longitudinal apontando para a origem do sistema de coordenadas polares. Logo, seus braços estão em posições simétricas em relação a este eixo. Os levantamentos foram efetuados em 4,3GHz e 7,1GHz por serem frequências onde se obteve bom casamento de impedâncias.



**Figura 3.4.** Simulação do diagrama de irradiação da antena. (a) Plano  $\theta = 90^\circ$  (azimute) em 4,3GHz. (b) Plano  $\phi = 0^\circ$  (elevação) em 4,3GHz. (c) Plano  $\theta = 90^\circ$  (azimute) em 7,1GHz. (d) Plano  $\phi = 90^\circ$  (elevação) em 7,1GHz.

Nas partes (a) e (c) estão os gráficos obtidos no plano da antena e nas partes (b) e (d) no plano transversal ao plano da antena e que contenha o seu eixo longitudinal. Observa-se uma deflexão angular com pequena variação de amplitude em relação ao ponto de máxima irradiação, fato identificado como *estrabismo* de feixe. Na primeira avaliação, o fenômeno manifesta-se com o lobo principal do diagrama inclinado para o lado esquerdo da figura. No diagrama da letra (c) (frequência de 7,1GHz) não há uma manifestação grande do estrabismo, uma vez que se trata de irradiação em uma frequência com diagrama mais diretivo. Essa degradação no diagrama de irradiação é típica do modelo de antena Vivaldi antipodal [9].

Analisou-se, ainda, a densidade de corrente de superfície na antena. Procurou verificar a distribuição em toda parte metálica, para se verificar a sua influência no casamento de impedâncias com a linha de transmissão e na formação dos lobos secundários. Utilizou-se a frequência de 3,6GHz para essa análise, uma frequência em que se tem um dos piores pontos de casamento de impedâncias.



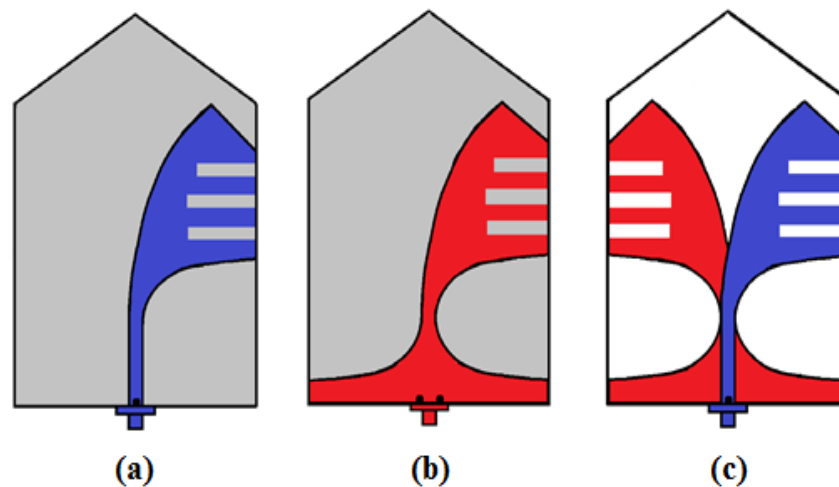
**Figura 3.5.** Cálculo computacional da densidade de corrente de superfície na antena Vivaldi sem alterações geométricas. A análise foi feita para uma operação em 3,6GHz.

Verificando a Figura 3.5, percebe-se uma maior concentração de corrente elétrica nas bordas laterais dos eletrodos. Esse fator gera maior reatância na entrada da antena, dificultando o casamento com a linha de transmissão. Esse inconveniente também ocasiona lobos secundários do diagrama de irradiação com maiores amplitudes, pois essa concentração de corrente nas bordas tem parte de sua energia irradiando pelas laterais dos eletrodos.

### 3.3.2 Primeiras alterações na geometria da antena

Para melhorar a eficiência global quanto à formação de menores lobos secundários do diagrama e ampliar a largura de faixa de operação, foram feitas alterações na geometria da antena com o intuito de se ter menor concentração de corrente elétrica nas extremidades das bordas dos eletrodos da mesma. Os estudos teóricos e as simulações em computadores mostraram que esta distribuição de corrente é um fator de relevância na atenuação das amplitudes dos lobos secundários do diagrama de irradiação e na variação da curva da impedância de entrada da antena que influencia no coeficiente de reflexão [16][17].

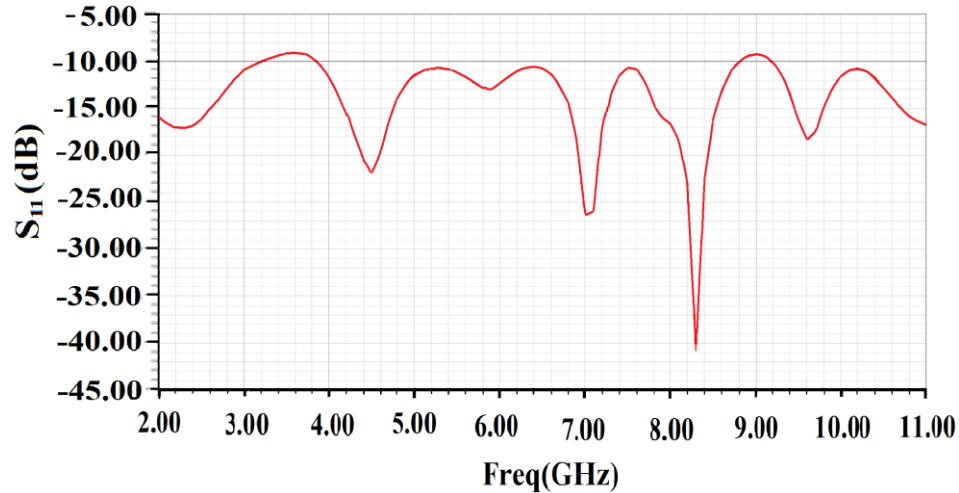
Na Figura 3.6, introduziu-se um chanfrado de  $45^\circ$  no final de cada curva exponencial externa e três cortes profundos nas partes externas dos eletrodos para formação de cavidades ressonantes. Essas modificações além de melhorar o casamento de impedâncias entre a linha de transmissão e a antena, também reduzem a área de concentração de correntes nas bordas dos eletrodos as quais contribuía com a formação dos lobos secundários do diagrama de irradiação. Assim, parte desta corrente já não se localiza mais no local e então se tem lobos secundários com menores amplitudes. Através das cavidades ressonantes e dos chanfrados é possível diminuir as amplitudes dos lobos secundários, porém não se consegue enviar essa energia para o lobo principal [9][16][17]. Os cortes retangulares nas laterais dos eletrodos foram feitos com largura de 5,57mm, os dois primeiros com profundidade de 21mm e o último com 15,49mm. O último corte acaba a 2,44mm de onde se inicia o chanfrado de  $45^\circ$ . Os dois espaços metálicos entre cortes apresentam 5,57mm de largura.



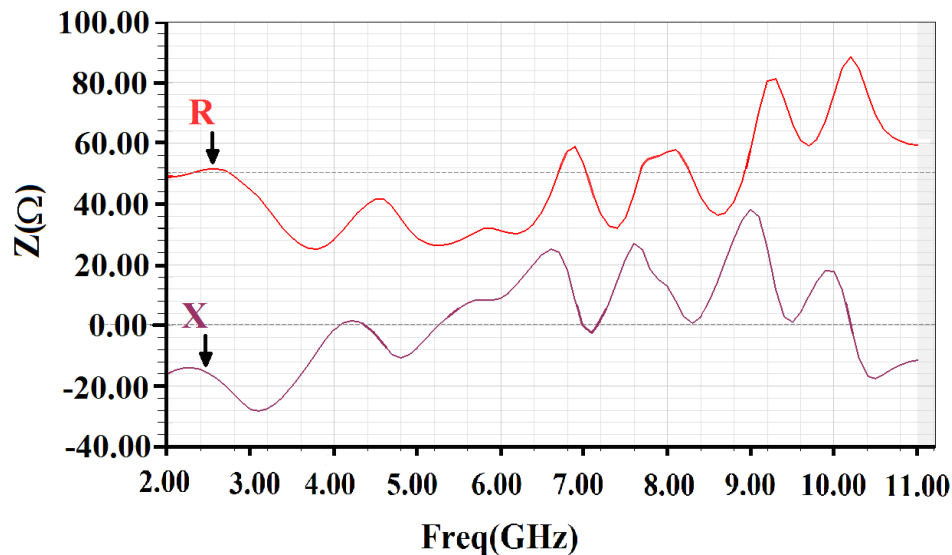
**Figura 3.6.** Primeira proposta de antena Vivaldi antipodal com modificações geométricas. (a) Vista superior. (b) Vista inferior. (c) Combinação dos dois eletrodos em posições opostas do laminado.

Estas etapas foram analisadas por simulações no HFSS<sup>®</sup>, avaliaram-se as partes real e

imaginária da impedância de entrada da antena e sua influência no coeficiente de reflexão em relação à frequência. Na Figura 3.7, pode-se ver o resultado da nova simulação para o coeficiente de reflexão, onde podem ser percebidas melhoras significativas com relação à variação do mesmo dentro da faixa de frequência em análise e na Figura 3.8 se encontra presente as curvas da parte real e imaginária da impedância de entrada da antena.



**Figura 3.7.** Simulação do coeficiente de reflexão em relação à frequência para a antena em sua primeira proposta de alterações geométricas.



**Figura 3.8.** Simulação das partes real e imaginária da impedância de entrada da antena em sua primeira proposta de alterações geométricas.

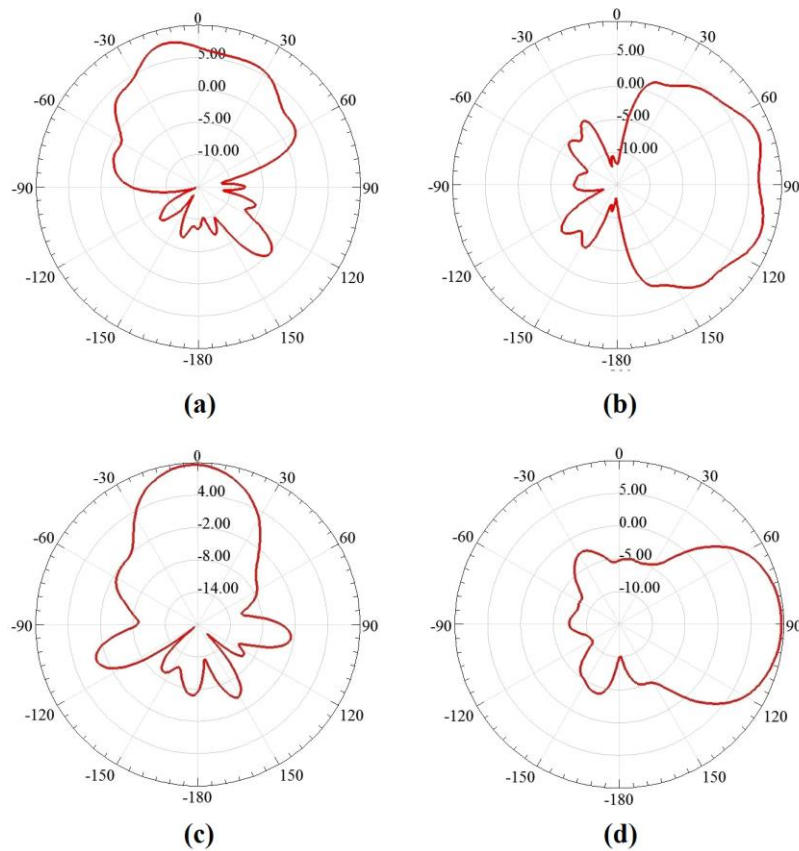
Nessa nova proposta de geometria, apresentou-se uma curva do coeficiente de reflexão onde apenas duas sub-faixas de frequência se encontram acima da linha que denota o ponto de  $-10\text{dB}$  e essas duas sub-faixas apresentam seus picos com menor valor de amplitude quando comparados aos picos do gráfico apresentado na Figura 3.1. Mesmo melhorando a eficiência

de transferência de potência da linha de transmissão para a antena, fica claro que não se chegou ao resultado proposto para este trabalho, por isso foram mantidas as alterações feitas na mesma e foram propostas alterações adicionais sobre esse mesmo modelo. Os melhores valores de ressonância para a curva do coeficiente de reflexão e da impedância de entrada estão presentes na Tabela 3.3, denotadas com seus respectivos valores de frequências.

**Tabela 3.3.** Valores do coeficiente de reflexão e da impedância de entrada da antena para os melhores pontos de casamento de impedância com a linha de transmissão e suas respectivas frequências.

$f(\text{GHz})$	2,3	4,5	7,0	8,3	9,6	11,0
$S_{11}(\text{dB})$	-17,09	-21,92	-26,32	-40,79	-18,32	-16,75
$R(\Omega)$	50,40	41,69	53,28	48,64	60,92	59,39
$X(\Omega)$	-13,78	-2,73	-0,26	0,84	4,31	-11,25

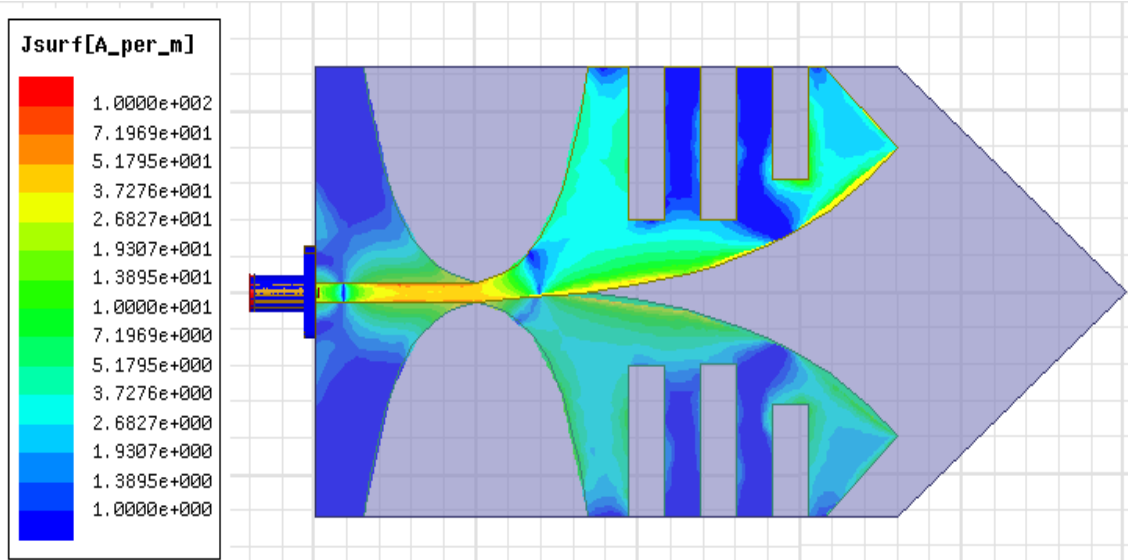
Na Figura 3.9, pode-se analisar o diagrama de irradiação na forma polar com os eixos formatados em duas dimensões. Onde se considerou os planos de azimute e de elevação para as frequências de 4,3GHz e 7,1GHz.



**Figura 3.9.** Simulação do diagrama de irradiação para a antena Vivaldi antipodal em sua primeira proposta de alterações geométricas. (a) Plano  $\theta = 90^\circ$  em 4,3GHz. (b) Plano  $\phi = 0^\circ$  em 4,3GHz. (c) Plano  $\theta = 90^\circ$  em 7,1GHz. (d) Plano  $\phi = 90^\circ$  em 7,1GHz.



Na parte (a) da figura, observa-se novamente um considerável estrabismo de feixe com o lobo principal do diagrama de irradiação inclinado para o lado esquerdo da figura, na parte (b) se tem a deformação do diagrama de irradiação em forma de uma atenuação no sentido onde se deveria ter a máxima irradiação. Nos diagramas presentes nas partes (c) e (d) da figura, não se mostram consideráveis influências com respeito ao estrabismo de feixe, uma vez que se trata de uma análise onde se considera a irradiação numa frequência mais alta, resultando num diagrama mais diretivo. É possível observar uma melhora quanto à atenuação dos lobos secundários, fator que influencia na relação frente-costa do diagrama de irradiação. Mais uma vez, verificou-se a densidade de corrente de superfície da antenna e, nesta proposta de geometria, obteve-se a distribuição verificada na Figura 3.10.



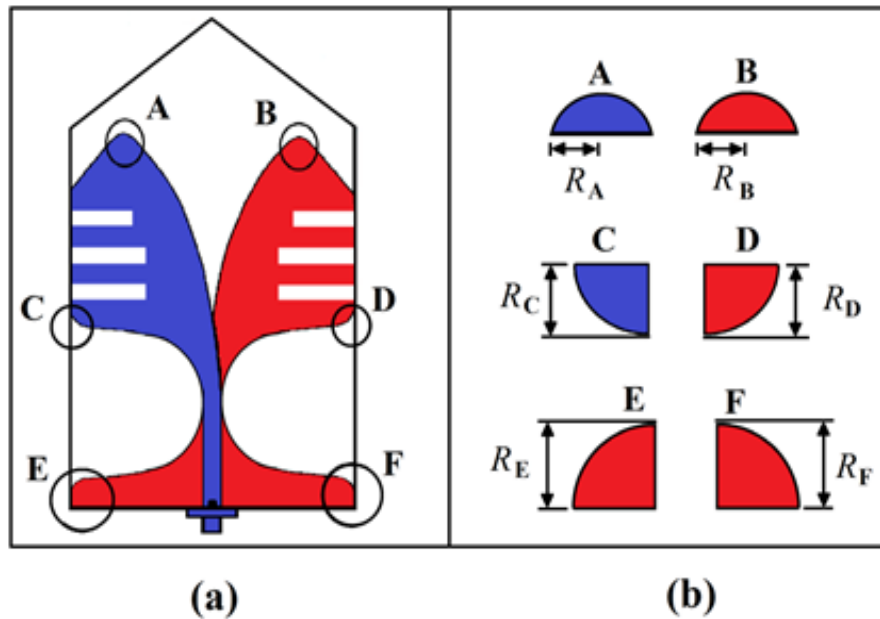
**Figura 3.10.** Simulação da densidade de corrente nas partes metálicas da antenna Vivaldi em sua primeira proposta de alterações geométricas. Simulação feita para operação em 3,6GHz.

Analisando a Figura 3.10, percebe-se a redução na concentração de correntes nas bordas dos eletrodos. Isto melhorou o casamento de impedâncias com a linha de transmissão em faixa larga, com redução da reatância gerada pela maior concentração de correntes nesses pontos. Verifica-se, ainda, a diminuição nas amplitudes dos lobos secundários do diagrama de irradiação por causa da menor concentração de correntes nessas regiões dos eletrodos.

### 3.3.3 Segunda proposta de alterações na geometria da antenna

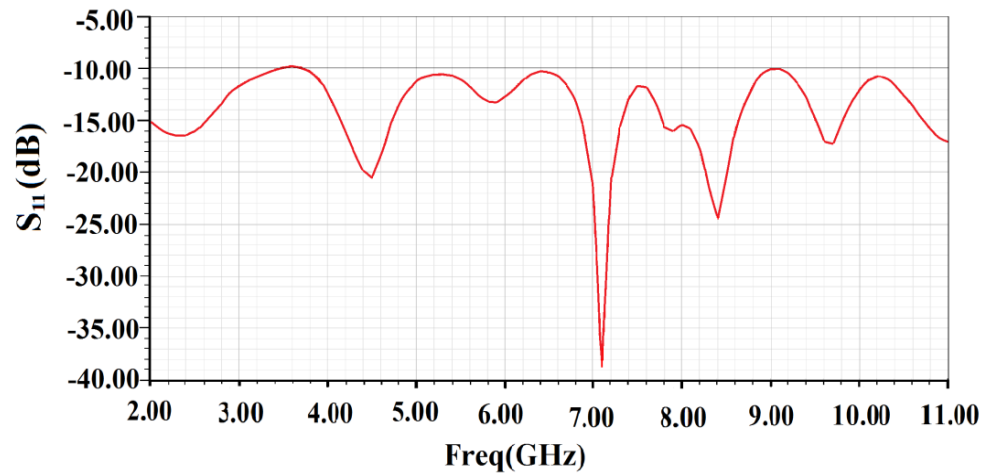
Ainda com o intuito de melhorar a eficiência global na faixa de frequência de interesse, com coeficiente de reflexão apresentando valores inferiores a  $-10\text{dB}$ , fizeram-se novas alterações na antenna, como ilustradas na Figura 3.11. Os locais indicados como A, B, C, D, E e

F apresentavam cantos acentuados que alteram as concentrações de cargas e corrente, causas de maiores reatâncias no local de alimentação, resultando em dificuldades na adaptação de impedâncias entre a antena e a linha de transmissão [2].

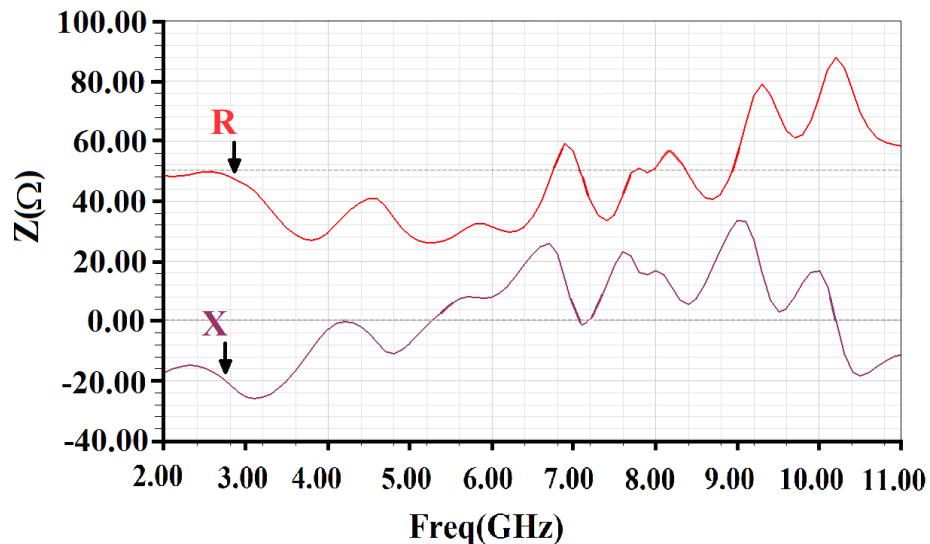


**Figura 3.11.** Antena Vivaldi antipodal em sua segunda proposta de alterações geométricas. (a) Antena com os pontos A, B, C, D, E e F denotados. (b) Pontos A, B, C, D, E e F em detalhes.

Foram remodelados esses cantos, com transições suaves baseadas em círculos, testados diferentes valores de raios. Encontraram-se os melhores resultados para os pontos mencionados com raios  $R_A = R_B = R_C = R_D = 3\text{mm}$  e  $R_E = R_F = 7\text{mm}$ . A curva da simulação do coeficiente de reflexão e as curvas da parte real e imaginária da impedância da antena encontram-se na Figura 3.12 e na Figura 3.13, respectivamente. No gráfico do coeficiente de reflexão, vê-se que apenas uma pequena sub-faixa entre 3,45GHz e 3,74GHz apresenta-se ligeiramente acima de  $-10\text{dB}$ . O melhor ponto de casamento é em 7,1GHz, quando se consegue  $-38,72\text{dB}$ . A justificativa é a análise dos gráficos da Figura 3.13 relativamente às partes real e imaginária da impedância de entrada. Na Tabela 3.4, estão os melhores valores para a curva do coeficiente de reflexão juntamente com os valores de suas respectivas frequências e impedâncias de entrada correspondentes.



**Figura 3.12.** Simulação do coeficiente de reflexão em relação à frequência para a antena em sua segunda proposta de alterações geométricas.

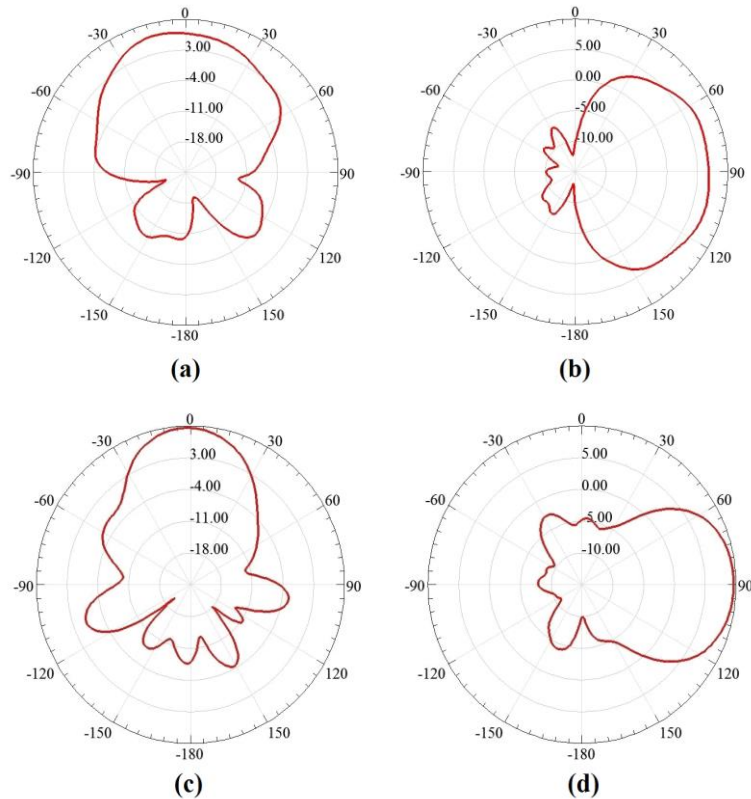


**Figura 3.13.** Simulação das partes real e imaginária da impedância de entrada da antena em sua segunda proposta de alterações geométricas.

**Tabela 3.4.** Valores do coeficiente de reflexão e da impedância de entrada da antena para os melhores pontos de casamento de impedância com a linha de transmissão e suas respectivas frequências.

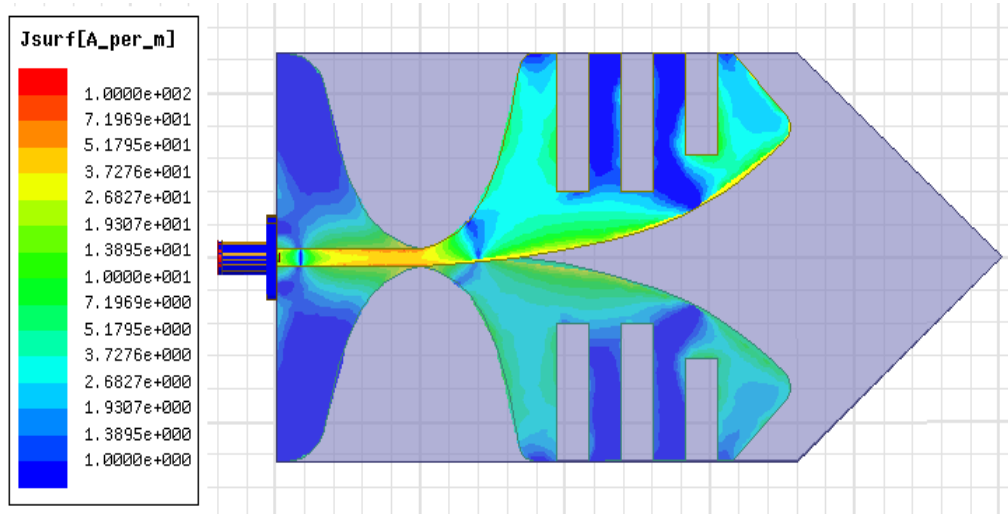
$F$ (GHz)	2,3	4,5	7,1	7,9	8,4	9,7	11,0
$S_{11}$ (dB)	-16,49	-20,58	-38,72	-16,01	-24,54	-17,25	-17,11
$R$ (Ω)	48,93	40,98	48,63	49,62	48,72	61,14	58,55
$X$ (Ω)	-14,71	-3,92	-1,10	15,64	5,74	7,98	-11,01

Na Figura 3.14, tem-se a simulação do diagrama de irradiação para a antena. É perceptível uma melhora no estrabismo de feixe, tanto para o plano do azimute quanto para o plano de elevação que não mais apresenta uma atenuação de sua amplitude no ponto de máxima irradiação, quando analisados para 4,3GHz.



**Figura 3.14.** Simulação do diagrama de irradiação para a antena Vivaldi antipodal em sua segunda proposta de alterações geométricas. (a) Plano  $\theta = 90^\circ$  (azimute) em 4,3GHz. (b) Plano  $\phi = 0^\circ$  (elevação) em 4,3GHz. (c) Plano  $\theta = 90^\circ$  (azimute) em 7,1GHz. (d) Plano  $\phi = 90^\circ$  (elevação) em 7,1GHz.

Procurou-se, mais uma vez, entender as relações entre as distribuições de corrente nos eletrodos e os resultados. Na Figura 3.15, tem-se o cálculo da corrente de superfície nas partes metálicas para operação em 3,6GHz, a frequência que apresenta um casamento de impedâncias ruim dentro da faixa analisada.



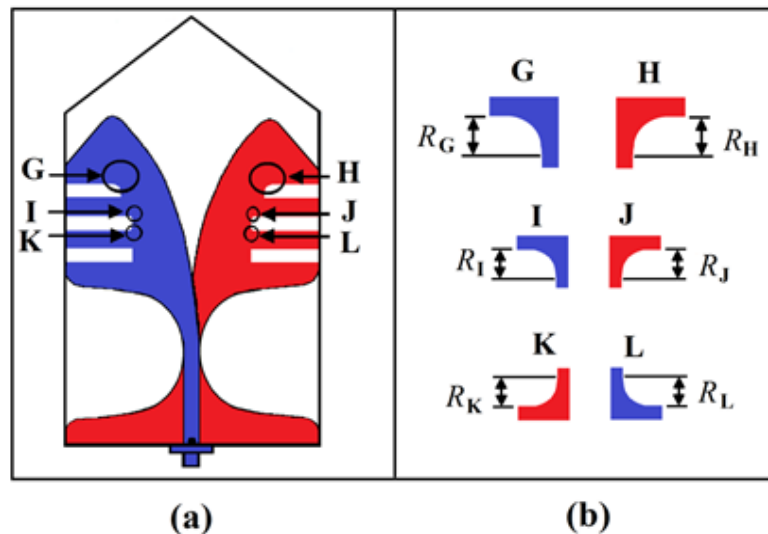
**Figura 3.15.** Cálculo da distribuição da corrente de superfície nas partes metálicas da antena Vivaldi na segunda proposta de alteração geométrica, para operação em 3,6GHz.

É notável a melhora no coeficiente de reflexão comparada às simulações anteriores. Foi conveniente, mais uma vez, melhorar o desempenho na faixa em que não se alcançou o coeficiente de reflexão desejado e propuseram-se alterações adicionais na geometria da antena.

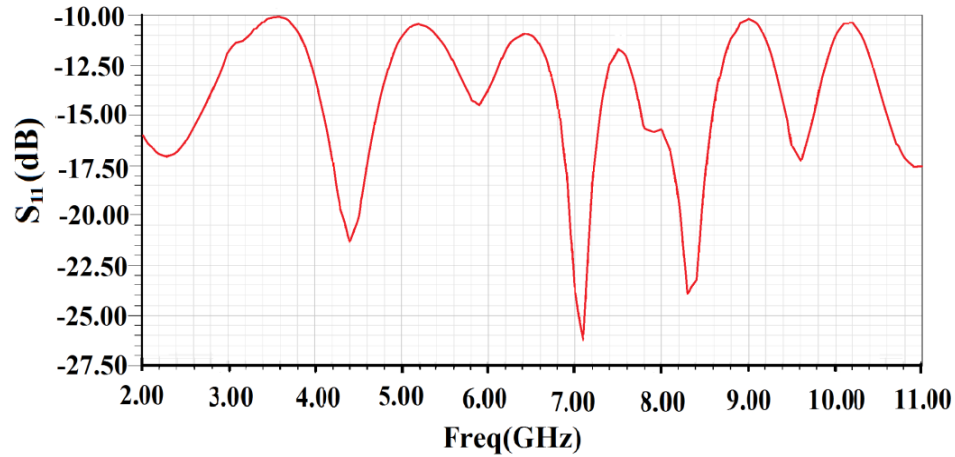
### 3.3.4 Terceira proposta de alterações na geometria da antena

Analisando o gráfico da Figura 3.15, percebe-se o acúmulo de corrente elétrica em alguns pontos da antena. Então, selecionaram-se esses pontos que também apresentavam cantos acentuados e propuseram-se modelagens circulares nos mesmos, com o intuito de diminuir a forte concentração de correntes elétricas. Foram denominados os pontos como G, H, I, J, K e L. Na Figura 3.16, representam-se as modificações introduzidas na simulação. Utilizaram-se diferentes raios nas modelagens circulares desses cantos acentuados. Para cada conjunto de valores alterados, foram feitas novas simulações, e encontraram-se os melhores resultados para os pontos indicados com os raios  $R_K = R_L = R_I = R_J = 1\text{mm}$  e  $R_G = R_H = 3\text{mm}$ .

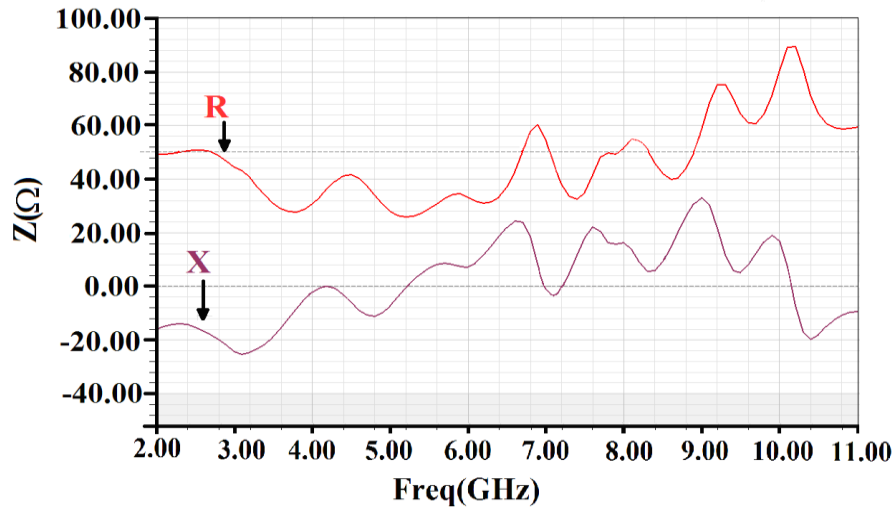
As simulações do coeficiente de reflexão e das partes real e imaginária da impedância dessa antena estão na Figura 3.17 e na Figura 3.18. Na curva do coeficiente de reflexão, percebe-se que o seu maior valor ainda se apresenta abaixo do limite tolerado de  $-10\text{dB}$ . Conclui-se que foi obtida uma geometria para a antena na qual se garante que mais de 90% da potência é transferida da linha de transmissão em toda faixa de frequência desejada.



**Figura 3.16.** Antena Vivaldi antipodal em sua terceira proposta de alterações geométricas. (a) Antena com os pontos G, H, I, J, K e L denotados. (b) Pontos G, H, I, J, K e L em detalhes.



**Figura 3.17.** Simulação do coeficiente de reflexão em relação à frequência para a antena em sua terceira proposta de alterações geométricas.



**Figura 3.18.** Simulação das partes real e imaginária da impedância de entrada da antena em sua terceira proposta de alterações geométricas.

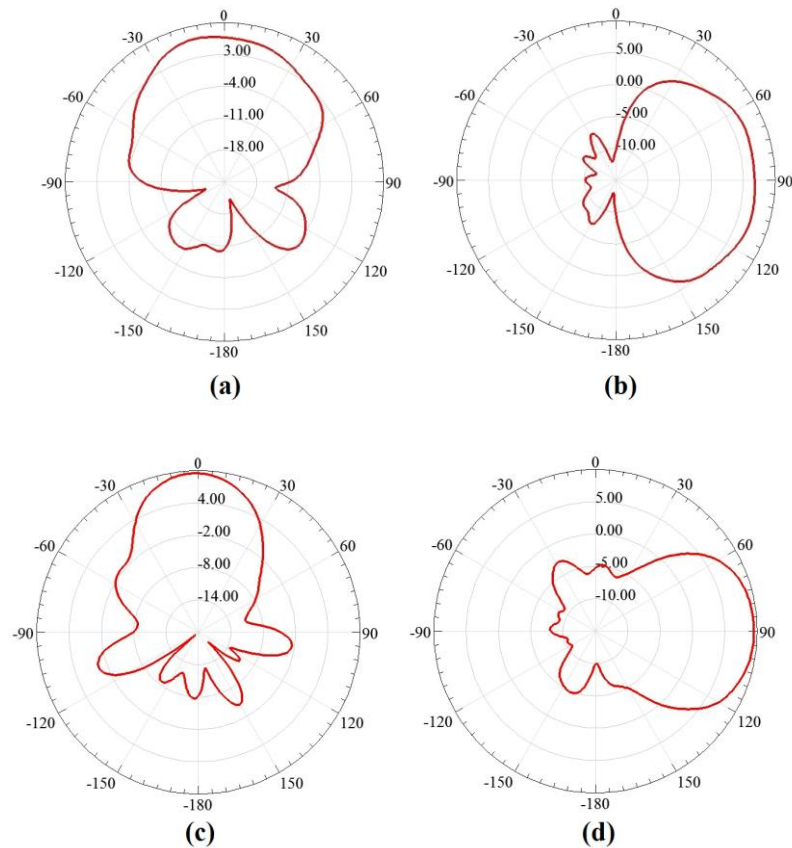
Percebe-se também, que o melhor casamento ocorreu, novamente, em 7,1GHz, onde o coeficiente de reflexão apresentou um valor de  $-26,25\text{dB}$ . A Tabela 3.5 apresenta as melhores condições de funcionamento na faixa.

**Tabela 3.5.** Valores do coeficiente de reflexão e da impedância de entrada da antena para os melhores pontos de casamento de impedância com a linha de transmissão e suas respectivas frequências.

$f(\text{GHz})$	2,3	4,4	5,9	7,1	7,9	8,3	9,6	11
$S_{11}(\text{dB})$	-17,08	-21,34	-14,49	-26,25	-15,81	-23,93	-17,27	-17,51
$R(\Omega)$	50,09	41,22	34,55	45,86	49,44	50,89	61,06	59,44
$X(\Omega)$	-13,79	-2,80	7,42	-3,85	16,02	5,78	8,02	-9,24

O gráfico da simulação do diagrama de irradiação para o campo irradiado por essa antena encontra-se presente na Figura 3.19. É perceptível a sua semelhança com o diagrama

resultante da penúltima simulação, o que possibilita dizer que para essa última proposta de alterações geométricas da antena praticamente não houve mudanças no respectivo diagrama.



**Figura 3.19.** Resultado da simulação do diagrama de irradiação para a antena Vivaldi antipodal em sua segunda proposta de alterações geométricas. (a) Levantamento no plano  $\theta = 90^\circ$  (azimute) em 4,3GHz, (b) Levantamento no plano  $\phi = 0^\circ$  (elevação) em 4,3GHz. (c) Diagrama no plano  $\theta = 90^\circ$  (azimute) em 7,1GHz. (d) Diagrama no plano  $\phi = 90^\circ$  (elevação) em 7,1GHz.

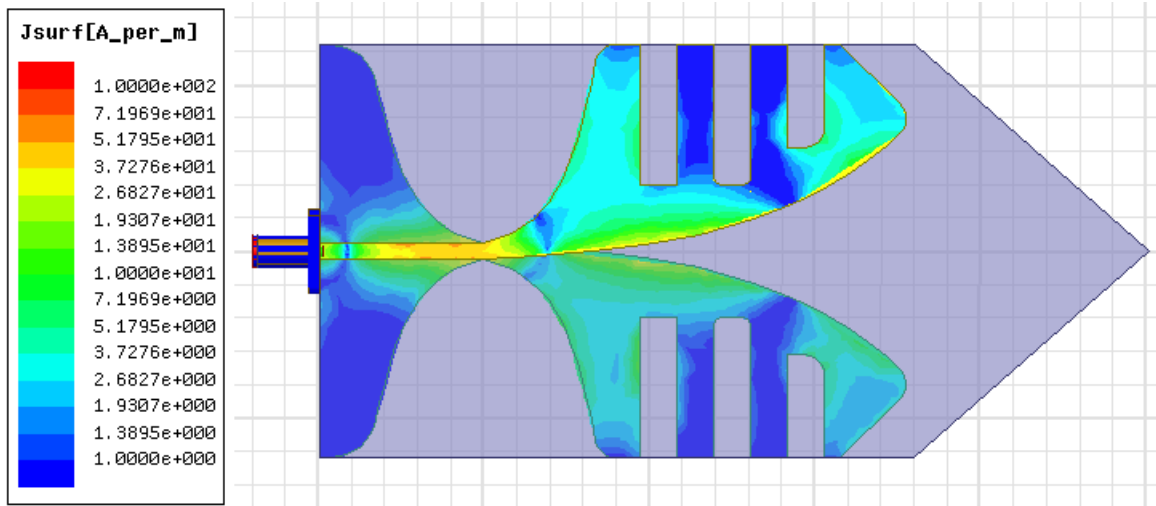
Em 4,3GHz, as aberturas de feixe nos planos especificados são de aproximadamente  $64^\circ$  e  $128^\circ$ . Em 7,1GHz, os valores são de  $56^\circ$  e  $120^\circ$ , aproximadamente. Com estes resultados, são previstas diretividades nessas frequências da ordem de 7dB e 8dB, empregando as equações práticas para este levantamento, como, por exemplo, a fórmula de Kraus [7]:

$$D = \frac{41.253}{\theta_{ab}\phi_{ab}} \quad (3.10)$$

sendo  $\theta_{ab}$  e  $\phi_{ab}$  as aberturas de feixe em planos ortogonais do lobo principal do diagrama de irradiação, expressos em graus. Como a perda por reflexão é pequena, inferior a 0,45dB, os

valores de diretividade dão um boa informação a respeito do ganho esperado para a antena, desde que seja empregado um laminado de baixa perda.

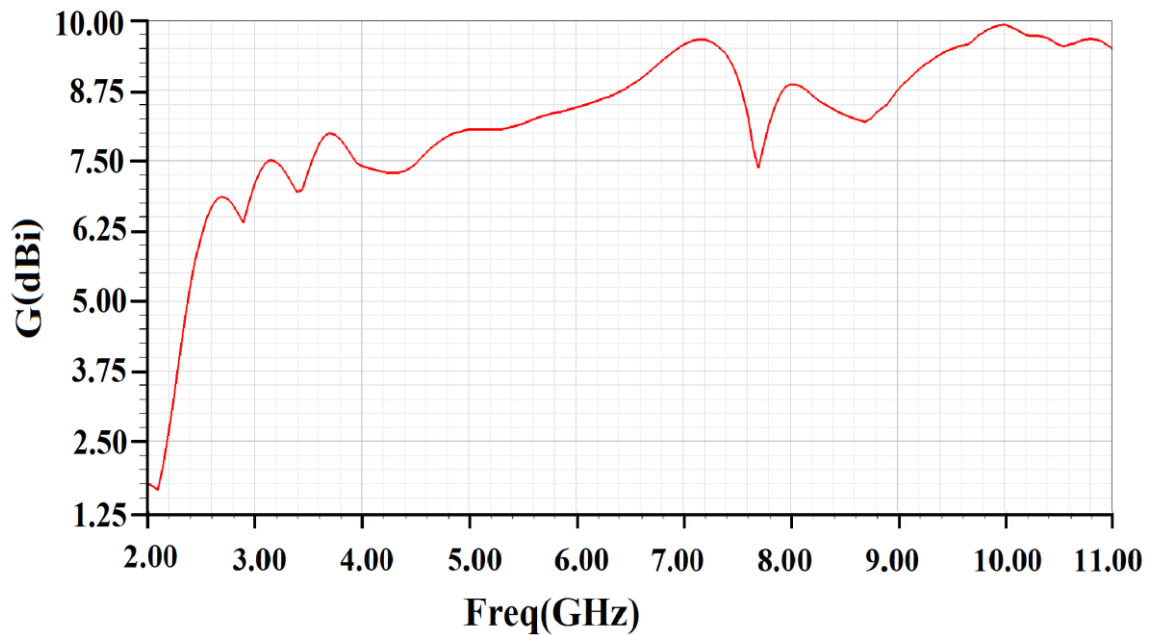
A Figura 3.20 apresenta a nova distribuição de corrente de superfície nas partes metálicas da antena, mais uma vez obtida para a frequência de 3,6GHz. Foram feitas as modelagens circulares nos cantos acentuados que apresentavam o acúmulo de correntes para diminuir as reatâncias na entrada da antena. Os novos formatos circulares para os cantos acentuados, além de garantir a operação em uma maior faixa de frequência, também possibilitaram uma melhoria no diagrama de irradiação no plano azimute, reduzindo o estrebismo de feixe.



**Figura 3.20.** Simulação da distribuição da corrente de superfície nas partes metálicas da antena Vivaldi em sua terceira proposta de alterações geométricas em 3,6GHz.

Na Figura 3.21 está a curva da diretividade para a antena na direção de máxima irradiação, em função da frequência, obtida a partir dos cálculos efetuados com o HFSS<sup>®</sup>. Segundo esta previsão e admitindo perda muito pequena em todo o conjunto empregado para a irradiação, em 4,3GHz e em 7,1GHz os valores máximos para a diretividade ficaram em 7,4dB e em 9,6dB, respectivamente. As diferenças em relação aos valores encontrados a partir dos diagramas de irradiação são aceitáveis, em vista dos diferentes procedimentos empregados nas duas situações. Deve-se considerar que na fórmula de Kraus, os valores referem-se apenas aos levantamentos feitos no lobo principal do diagrama de irradiação em planos ortogonais [7]. No levantamento do HFSS<sup>®</sup>, a diretividade é encontrada por meio de integração numérica em diferentes planos do diagrama de irradiação [8]. Em quaisquer circunstâncias, é possível garantir a aplicação da antena em frequências acima de 2,4GHz com ganho mínimo superior a 5dBi.



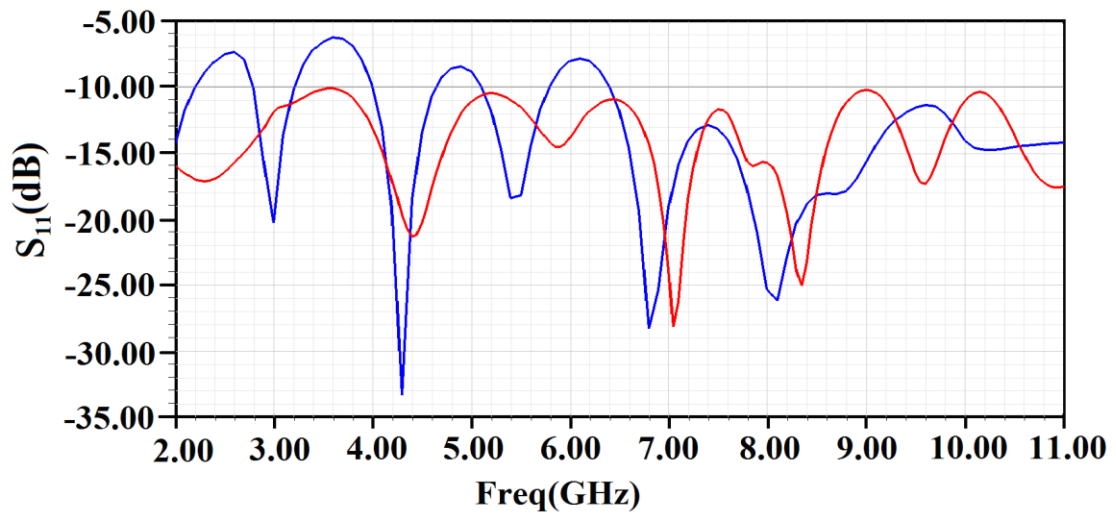


**Figura 3.21.** Curva do ganho para a direção de máxima irradiação em relação à frequência.

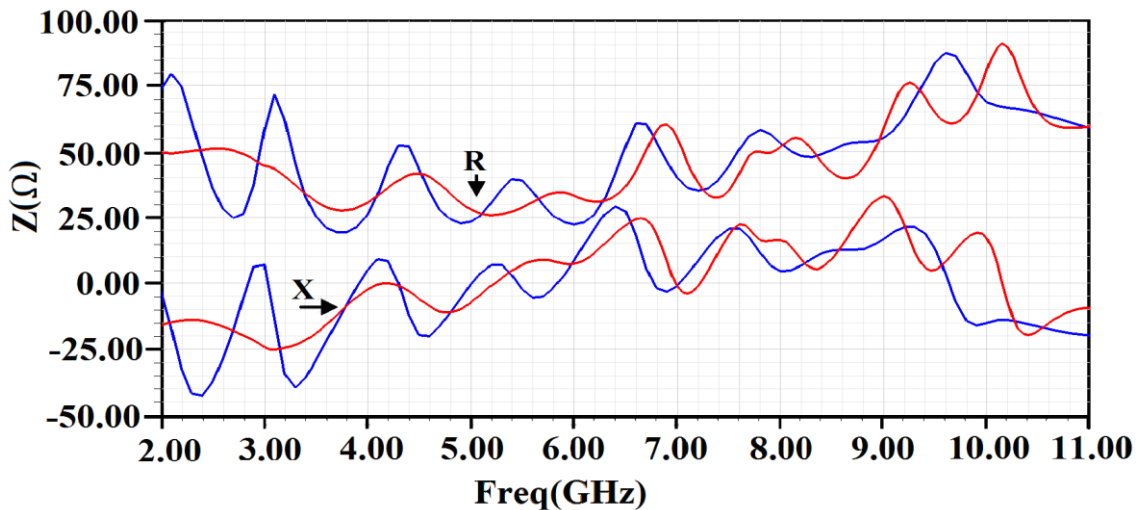
Todos os resultados até essa parte do trabalho foram obtidos através de simulações. No próximo capítulo tem a abordagem da prototipagem e medição da antena.

### 3.4 Comparação entre os primeiros e últimos resultados simulados

Durante o processo de simulação, foram propostas alterações geométricas na antena. O intuito era fazer o casamento de impedâncias com uma linha de transmissão de  $50\Omega$  em toda a faixa de frequência em análise. Avaliaram-se resultados satisfatórios, após as alterações, a partir da curva do coeficiente de reflexão. Também se observou uma diminuição nas amplitudes dos lobos secundários do diagrama de irradiação e uma melhor relação frente-costa. Por último, obteve-se uma grande melhoria no estrebismo de feixe, com uma forte redução em sua deflexão lateral. Para uma melhor avaliação, foi feita a sobreposição dos gráficos analisados, comparando a primeira simulação com o resultado final. Na Figura 3.22, têm-se as curvas do coeficiente de reflexão para a antena sem alterações geométricas e da antena de melhor resultado com as simulações. As curvas de impedância de entrada para a antena analisada estão na Figura 3.23. Em azul está a curva para a antena em sua primeira simulação, sem alterações em sua geometria. O gráfico em vermelho refere-se à última simulação, que representa o modelo de melhor resultado, com todas as alterações geométricas abordadas neste capítulo.



**Figura 3.22.** Comparação das curvas dos coeficientes de reflexão da antena em sua primeira e última simulação. A curva em azul refere-se à antena sem nenhuma alteração geométrica e a curva em vermelho representa a antena em sua última proposta geométrica.

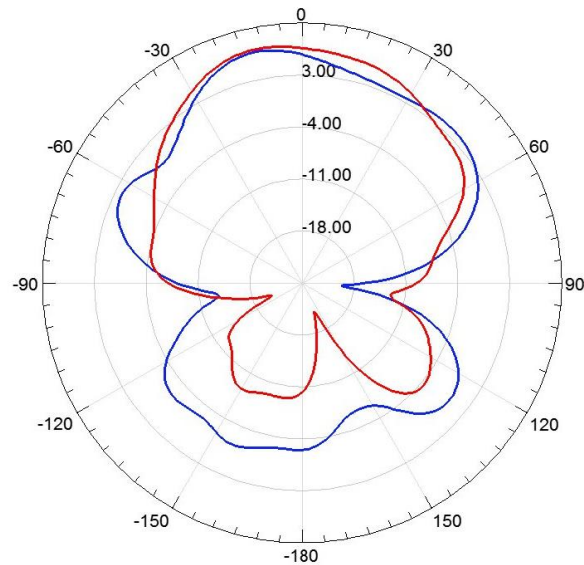


**Figura 3.23.** Comparação entre as curvas de impedância de entrada da antena. A curva em azul refere-se à antena sem nenhuma alteração geométrica e a curva em vermelho representa a antena em sua última proposta geométrica.

Analisando as curvas da impedância de entrada da antena (Figura 3.23), percebe-se que se tem uma menor variação da parte real em torno de  $50\Omega$  e da parte imaginária em torno de  $0\Omega$  para a última simulação quando comparado à primeira. Isto possibilitou um melhor casamento de impedâncias dentro da faixa de frequências de interesse, resultando no melhor coeficiente de reflexão.

O diagrama de irradiação teve seus lobos secundários atenuados e chegou-se a uma melhor relação frente-costa. Também percebe-se uma melhora no estrabismo de feixe, com visível redução na deflexão no plano azimute. Isso é ilustrado na Figura 3.24, onde a curva em azul

representa a antena sem alteração geométrica e a curva em vermelho representa a proposta de antena que mostrou o melhor resultado na simulação.



**Figura 3.24.** Comparação dos diagramas de irradiação simulados para o plano azimute. Para a antena sem nenhuma alteração geométrica (em azul) e para a antena em sua última proposta de alterações geométricas (em vermelho). Plano azimute em 4,3GHz.

### 3.5 Comentários sobre o capítulo

Este capítulo descreveu a análise a partir de simulações da antena proposta, tendo como objetivo a melhora na eficiência de irradiação. Estudaram-se os comportamentos do coeficiente de reflexão, da impedância de entrada e do diagrama de irradiação resultantes. Ajustaram-se dimensões, formatos e sucessivas modificações, com objetivo de se obter um coeficiente de reflexão que apresentasse valores iguais ou abaixo de  $-10\text{dB}$  em toda a faixa. Com as alterações, o diagrama de irradiação apresentou uma melhora significativa do estabimento de feixe após a primeira proposta de suavizações dos cantos vivos e manteve a mesma configuração para a geometria final da antena.

## Capítulo 4

### Prototipagem e medição da antena

#### 4.1 Introdução

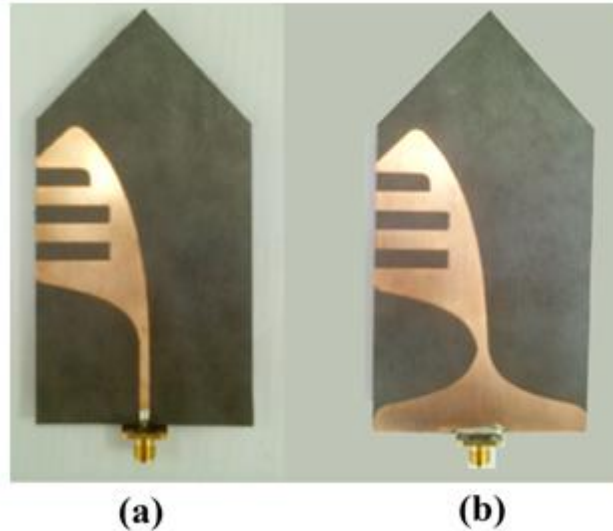
Para validar os resultados alcançados após as diferentes fases do desenvolvimento, fez-se um protótipo do melhor modelo de antena resultante das simulações abordadas no Capítulo 3. Adotou-se o processo tradicional de corrosão da parte metálica e a antena foi construída em um substrato Diclad 880<sup>®</sup> da Arlon [18]. As medições do coeficiente de reflexão e da impedância da antena foram feitas com um analisador de circuitos Keysight<sup>®</sup> FieldFox Microwave Analyzer de modelo N9952A, próprio para operações até 50GHz [19]. Os ensaios foram realizados no laboratório WOCA (Wireless and Optical Convergence Access) do Inatel. A ligação ao sistema de excitação foi feito por meio de um conector SMA confiável para respostas até 40GHz, efetuando-se a adaptação da linha de alimentação ao cabo coaxial. O conector foi selecionado com base em informações obtidas por meio das simulações e a transição acompanhou a geometria proposta para os eletrodos.

#### 4.2 Detalhamento do protótipo e da montagem para as medições

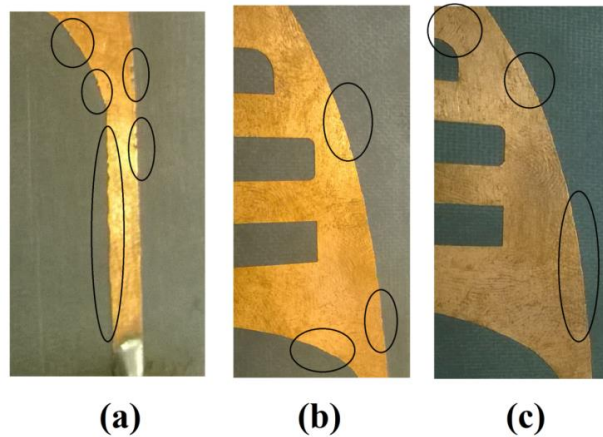
O aspecto final do protótipo é mostrado na Fig. 4.1, destacando as alterações com os cortes, alterações nas bordas dos eletrodos, os chanfrados e as curvaturas. Conforme as análises teóricas através das simulações no programa HFSS<sup>®</sup>, foi importante a transição suave entre o dielétrico do substrato e o ar, de maneira a garantir melhor transição para a onda eletromagnética entre os dois ambientes.

Como o protótipo foi construído de forma artesanal, utilizando o método menos preciso da corrosão, restaram algumas imperfeições na geometria da antena. Na Figura 4.2, podem ser verificadas algumas dessas pequenas irregularidades. Em vista de sua aplicação em frequências muito elevadas, a falta de precisão nos cortes têm influência sobre o percurso da

corrente, com conseqüências no desempenho final. Basta que se verifique que um metal como o cobre sujeito a uma freqüência de 10GHz tem profundidade de penetração inferior a  $1\mu\text{m}$  [7]. Portanto, minúsculas curvaturas são responsáveis por aumentos na resistência elétrica e, conseqüentemente, com efeitos sobre a perda e sobre a impedância final da antena.



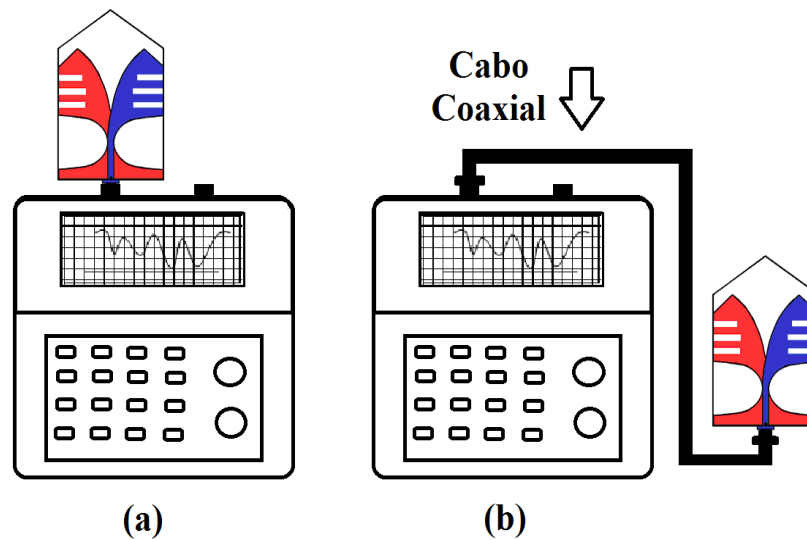
**Figura 4.1.** Protótipo da antena. (a) Vista superior. (b) Vista inferior.



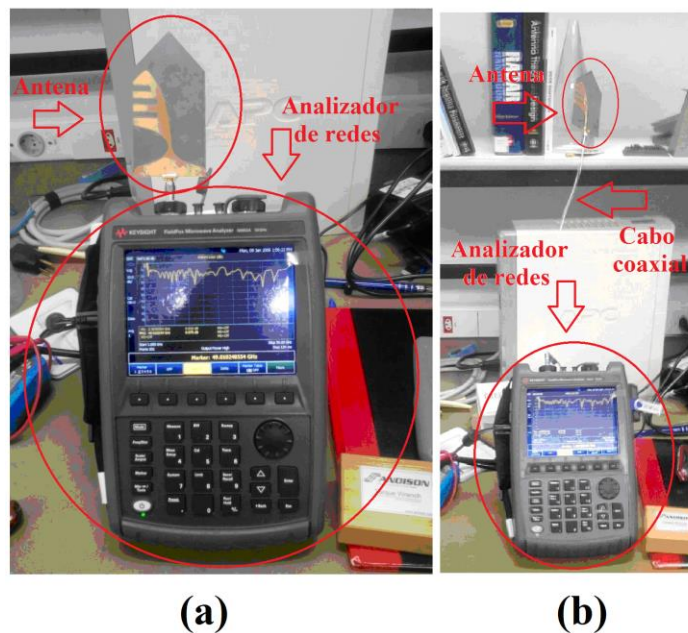
**Figura 4.2.** Algumas imperfeições decorrentes do processo de prototipagem. (a) Pequenas irregularidades na microlinha de transmissão. (b) Irregularidades no elemento da parte superior. (c) Alterações no eletrodo da parte inferior associada ao plano terra.

Nas medições, seguiu-se a montagem representada no diagrama em blocos da Figura 4.3, com base nas fotografias da Fig. 4.4. Na parte (a) admitiu-se a medição feita com a antena ligada diretamente ao analisador de redes. Na parte (b) indica-se como foi efetuada a medição por meio de um cabo coaxial entre a antena e o analisador de redes. Nesse caso, procurou-se ajustar o equipamento para compensar a influência do cabo, na faixa de freqüências de interesse. Ao analisar os resultados das duas medições sobrepostos em um mesmo gráfico,

verificam-se certas diferenças entre as curvas do coeficiente de reflexão e da impedância de entrada da antena. O fato é esperado, tendo em vista a influência do cabo, por melhor que tenha sido a compensação adotada para os ensaios. Tomou-se o cuidado para garantir toda a montagem afastada de elementos que pudessem interferir nos resultados. Ainda que as medições tenham sido efetuadas até 50GHz, não se dispunham de informações a respeito do cabo coaxial para valores acima de 20GHz.



**Figura 4.3.** Esquema da montagem para medição das curvas da impedância de entrada e do coeficiente de reflexão da antena em função da frequência (a) Ligação da antena diretamente no analisador de circuitos. (b) Ligação da antena ao analisador de circuitos através de um cabo coaxial para altas frequências.

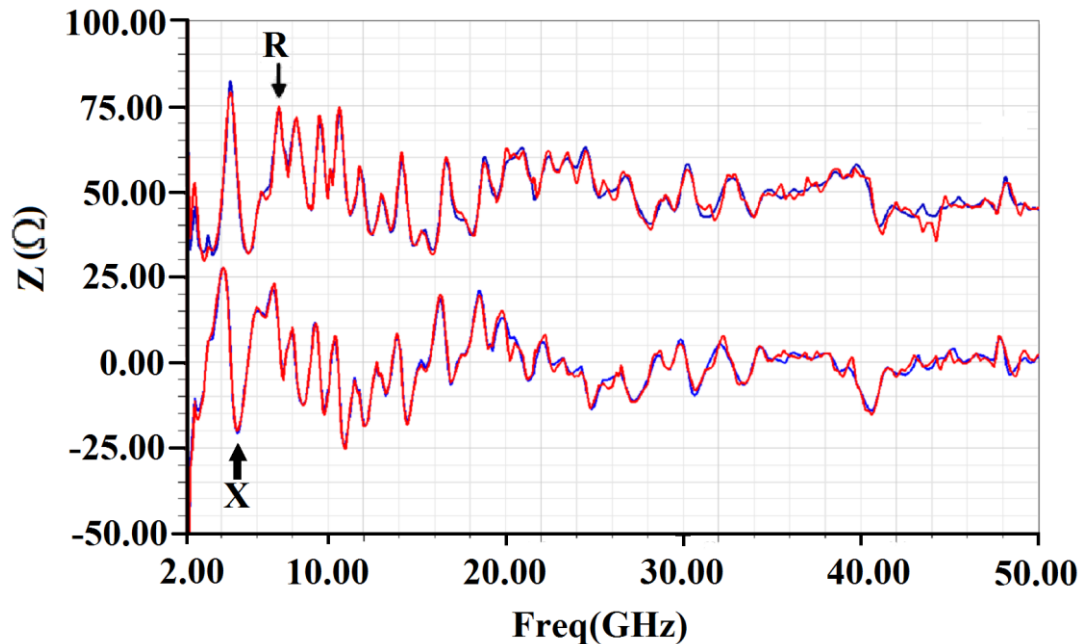


**Figura 4.4.** Detalhamento do processo de medições da impedância de entrada e do coeficiente de reflexão da antena. (a) Medição com a ligação direta da antena ao analisador de circuitos. (b) Ligação da antena ao analisador de circuitos por meio de um cabo coaxial com comportamento compensado.

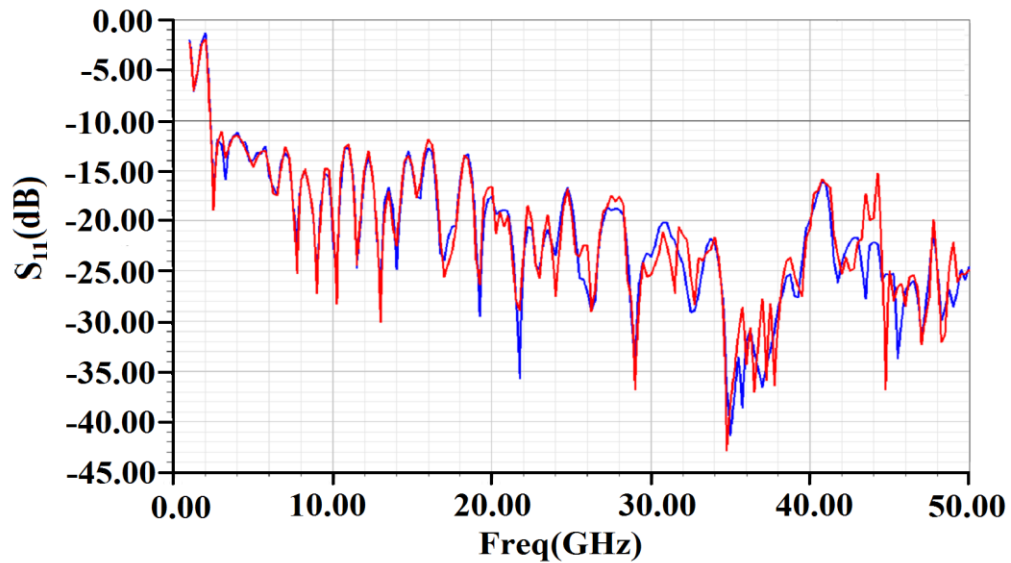
### 4.3 Resultados experimentais

A Figura 4.5 mostra o levantamento das partes real e imaginária da impedância de entrada da antena. Para assegurar que as proximidades de equipamentos não alterassem os resultados de forma significativa, as medições foram feitas com a antena conectada diretamente ao instrumento de teste e, em seguida, por meio de um cabo coaxial de certa extensão. As influências da extensão do cabo coaxial foram devidamente compensadas, evitando-se que a perda adicional de potência afetasse os valores finais.

Verificou-se que a parte real da impedância de entrada modificou-se entre os limites de  $30\Omega$  e  $80\Omega$ , no máximo, na parte inferior da faixa de frequências analisada. A reatância de entrada, nos mesmos limites, tem seus valores entre  $-25\Omega$  e  $+25\Omega$ . Estes parâmetros têm modificações bem menores em frequências superiores à  $3\text{GHz}$ , para as dimensões otimizadas da antena. Em conseqüência, chegou-se ao comportamento do coeficiente de reflexão mostrado na Fig. 4.6. Os resultados indicam pequenas diferenças nas curvas para a conexão direta e com o cabo coaxial, como esperado por causa da compensação do cabo. Os resultados para este coeficiente estão condizentes com os esperados em função das diferentes impedâncias de entrada e das condições em que foram efetuadas as medições.



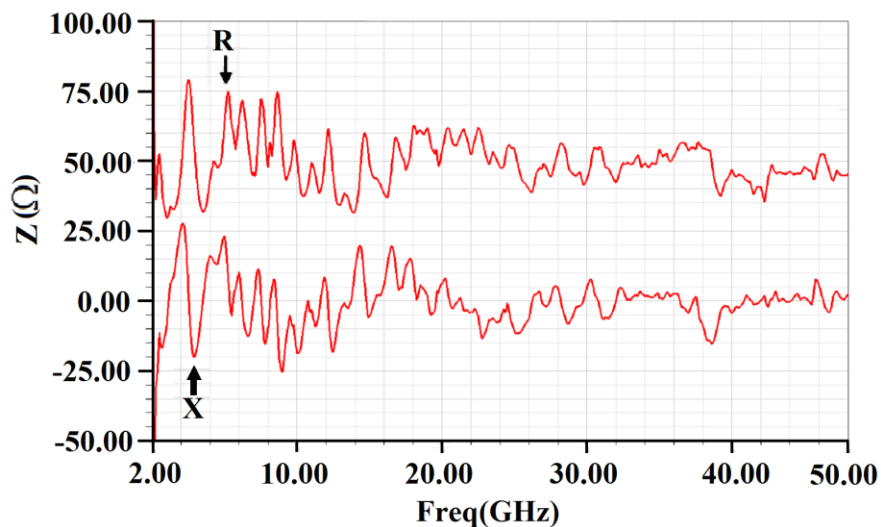
**Figura 4.5.** Medição das partes real e imaginária da impedância de entrada da antena medidas. A linha em azul refere-se aos valores encontrados com a conexão direta e linha vermelha para a conexão através do cabo coaxial.



**Figura 4.6.** Curva do coeficiente de reflexão entre 1GHz e 50GHz. A linha em azul refere-se à conexão direta até o analisador de redes e a linha vermelha para a conexão com o cabo coaxial.

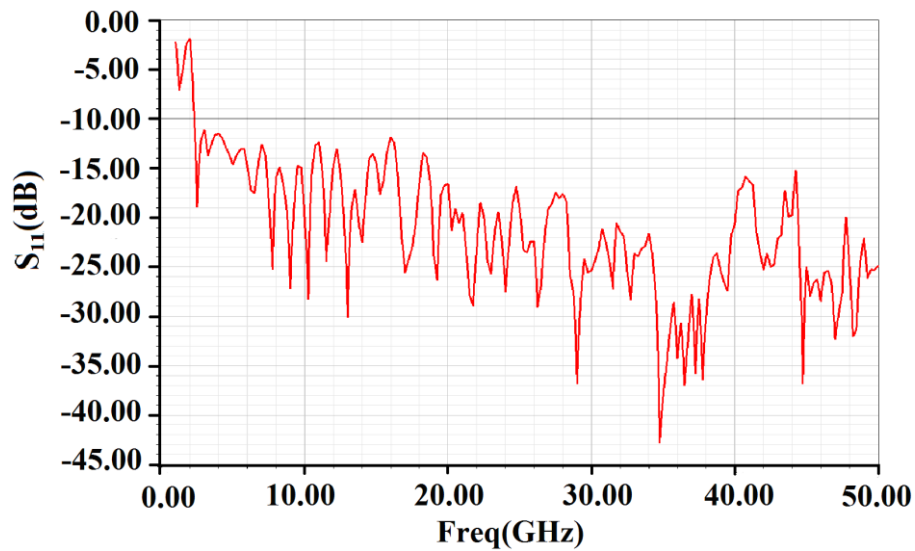
#### 4.4 Análise dos resultados

Para se fazer uma abordagem mais profunda, foi escolhida a medição onde se usou a conexão da antena ao equipamento analisador de circuitos por cabo coaxial e foram coletados valores dos coeficientes de reflexão e das partes real e imaginária da impedância de entrada da antena nas frequências que apresentaram os melhores casamentos de impedâncias para se analisar numa tabela. Na Figura 4.7 encontra-se gráfico com as curvas das partes real e imaginária da impedância de entrada da antena e na Figura 4.8 encontra-se o gráfico da curva do coeficiente de reflexão da mesma.



**Figura 4.7.** Curvas da parte real e imaginária da impedância da antena. Medição feita através da conexão da antena ao analisador de circuitos por um cabo coaxial.





**Figura 4.8.** Curva do coeficiente de reflexão da antena. Medição feita através da conexão da antena ao analisador de circuitos por um cabo coaxial.

A Tabela 4.1 apresenta os melhores resultados e as respectivas frequências, do ponto de vista do bom casamento de impedâncias. Indicam-se os valores do coeficiente de reflexão e da parte real e imaginária da impedância da antena. Para a impedância, foram consideradas as frequências em que o coeficiente de reflexão apresentou resultados melhores do que  $-20\text{dB}$ .

**Tabela 4.1.** Valores do coeficiente de reflexão e da impedância de entrada para os pontos de melhores casamentos de impedância da antena com a linha de transmissão e suas respectivas frequências.

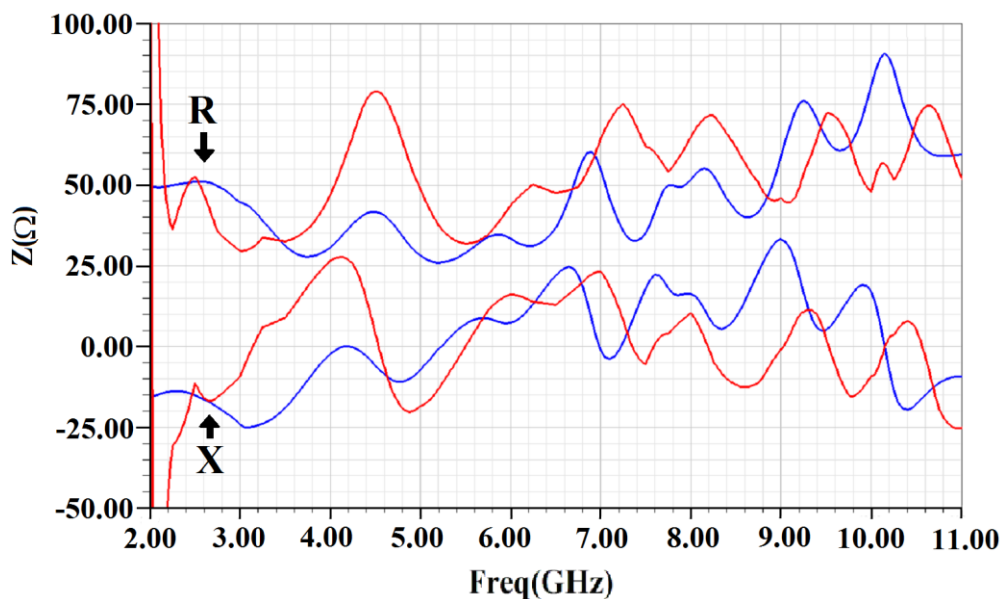
<b>Freq(GHz)</b>	7,75	9,00	10,25	11,50	13,00
<b>S11(dB)</b>	-22,47	-26,94	-26,86	-24,70	-29,06
<b>R(<math>\Omega</math>)</b>	54,02	45,91	51,69	47,22	49,40
<b>X(<math>\Omega</math>)</b>	4,19	-0,90	3,55	-5,13	-3,05
<b>Freq(GHz)</b>	14,00	17,00	17,73	19,25	21,75
<b>S11(dB)</b>	-24,82	-23,97	-20,49	-29,52	-35,69
<b>R(<math>\Omega</math>)</b>	55,20	48,75	41,88	51,27	48,10
<b>X(<math>\Omega</math>)</b>	5,91	-5,07	1,99	4,73	2,94
<b>Freq(GHz)</b>	23,00	24,00	26,25	29,00	32,65
<b>S11(dB)</b>	-24,84	-23,46	-28,99	-34,88	-28,98
<b>R(<math>\Omega</math>)</b>	55,42	52,08	47,98	49,29	54,43
<b>X(<math>\Omega</math>)</b>	-0,59	-3,78	-2,82	-1,25	1,19
<b>Freq(GHz)</b>	35,00	35,75	37,00	41,75	43,50
<b>S11(dB)</b>	-41,34	-38,62	-36,51	-26,18	-27,79
<b>R(<math>\Omega</math>)</b>	48,84	47,60	54,16	44,11	38,01
<b>X(<math>\Omega</math>)</b>	0,43	2,73	0,93	-2,11	-1,23
<b>Freq(GHz)</b>	45,50	47,00	48,25	49,96	
<b>S11(dB)</b>	-33,73	-31,83	-29,89	-24,79	
<b>R(<math>\Omega</math>)</b>	45,61	47,96	52,26	45,04	
<b>X(<math>\Omega</math>)</b>	0,87	1,22	1,14	2,08	

Analisando a curva do coeficiente de reflexão e os valores da tabela, percebem-se vários

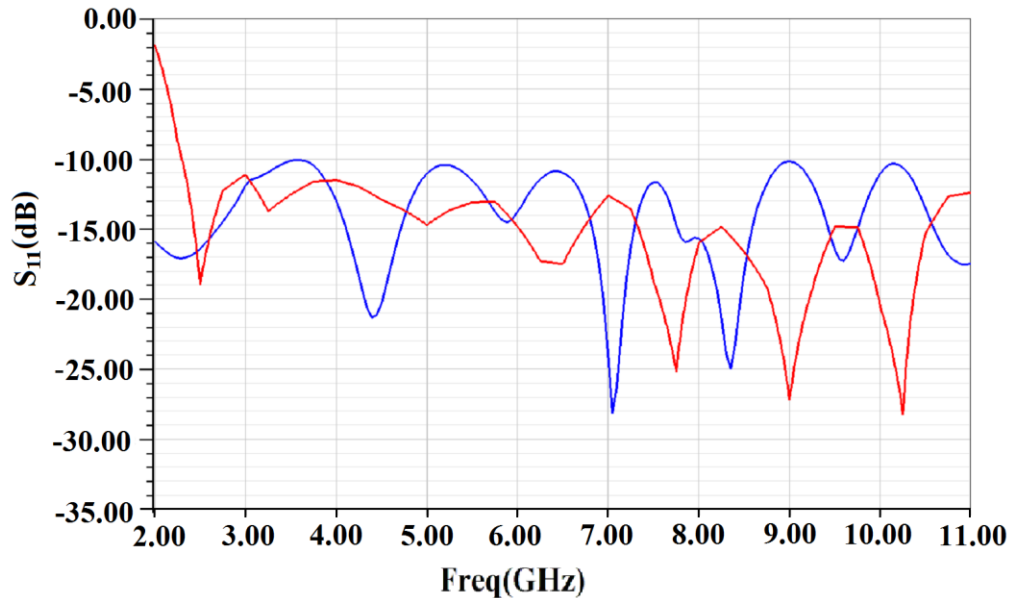
pontos de excelente casamento de impedâncias relativamente à conexão da antena com a linha de transmissão. O melhor resultado dentro da faixa UWB foi em 10,25GHz onde se obteve um coeficiente de reflexão com o valor de  $-26,8\text{dB}$ . Analisando toda a faixa de frequência, encontram-se outros valores de muito bom casamento de impedância. Entretanto, não foram avaliadas as perdas inerentes ao laminado e ao cabo coaxial. Verifica-se que o laminado não apresenta garantias de operação aceitável acima de 20GHz, com acréscimo do fator de perda superior a 40%, segundo as informações do fabricante [18]. O mesmo afirma-se a respeito do cabo coaxial empregado, que apresenta sérias restrições acima de 20GHz.

#### 4.5 Comparação dos resultados medidos com os resultados simulados

Para uma abordagem mais completa, traçaram-se as curvas do coeficiente de reflexão simulado e medido em um único gráfico. Também foram levantadas a parte real e a parte imaginária da impedância obtida com simulação e a obtida pelas medições do protótipo. Na Figura 4.9 encontram-se as curvas da impedância de entrada da antena e na Figura 4.10 estão as curvas do coeficiente de reflexão. São perceptíveis algumas diferenças nas curvas dos parâmetros obtidos por simulação e por medições. Essas diferenças devem-se às imperfeições na construção do protótipo, feita pelo método de corrosão com ácido. Essas imperfeições já foram destacadas no início deste capítulo. Na Figura 4.1, encontram-se fotos de pontos onde estão destacadas algumas dessas imperfeições.



**Figura 4.9.** Simulação e medição das partes real e imaginária da impedância da antena. Na cor azul estão os resultados de simulação e na cor vermelha estão os valores medidos.



**Figura 4.10.** Comportamentos do coeficiente de reflexão medido e o obtido por simulação da antena Vivaldi. Na cor azul está o resultado da simulação e na cor vermelha está a representação dos valores medidos.

#### 4.6 Comentários sobre o capítulo

Fez-se uma abordagem prática por meio de medições do coeficiente de reflexão e da impedância de entrada da antena desenvolvida. O laminado utilizado sofreu pequenos danos durante o processo de corrosão. Essas pequenas irregularidades impossibilitaram a antena de apresentar o coeficiente de reflexão de acordo com as previsões teóricas, porém dentro dos limites aceitáveis para sua aplicação em faixa larga, nos limites especificados pelo projeto. Comprovaram-se, também, os desempenhos da parte real e da parte imaginária de sua impedância de entrada, com resultados compatíveis aos encontrados nas simulações. A antena é aplicável na faixa de frequência de 2,3GHz a 20GHz, ainda que as medições tivessem sido efetuadas acima deste limite. Todavia, ainda que o conector tenha boa eficiência até 40GHz, o cabo coaxial utilizado e o laminado não apresentam os desempenhos que favoreçam os respectivos empregos acima de 20GHz. Até este limite, pôde-se afirmar que a eficiência na transferência da potencia da linha de transmissão para a antena esteve igual ou superior a 90%.

## Capítulo 5

### Comentários e conclusões

#### 5.1 Comentários gerais

Neste trabalho desenvolveu-se uma antena Vivaldi em estrutura antipodal que operasse em uma grande largura de faixa. Optou-se por uma região do espectro na qual estivesse inclusa a faixa de UWB, por ser uma tecnologia que exige operações em faixas muito grandes. Partiu-se da análise de alguns modelos básicos e optou-se pela estrutura proposta pelo fato de permitir adaptação mais fácil com um cabo coaxial de excitação da antena [5][6][9][12].

Para uma análise confiável através de simulações computacionais, escolheu-se um programa que apresentasse fidelidade a resultados práticos. O HFSS® da empresa Ansys [8] apresenta grande confiabilidade em análises de campos eletromagnéticos em diferentes aplicações. Com esse programa, foi possível avaliar a impedância de entrada da antena, o coeficiente de reflexão relativo à impedância de referência de  $50\Omega$  e o diagrama de irradiação. Estas informações foram previstas nas propostas de alterações na geometria básica da antena, com objetivo de ampliar sua faixa de operação. Utilizou-se o levantamento da curva do coeficiente de reflexão e fixou-se como faixa de frequências útil a faixa determinada pelos valores que garantissem coeficiente de reflexão inferiores a  $-10\text{dB}$ . Desta maneira, garante-se a transferência de mais de 90% da potência da linha de transmissão para a antena.

Foram calculadas as dimensões geométricas dessa antena a partir das informações presentes no manual do laminado escolhido [18]. Após os cálculos, a antena foi desenhada no programa computacional e feita sua primeira simulação. O resultado não apresentou uma curva satisfatória do coeficiente de reflexão em relação à proposta, o que levou à proposição de alterações na geometria. Utilizaram-se cortes retangulares nas partes externas dos eletrodos para formação de cavidades ressonantes inter-acopladas que simulassem impedâncias reais em sucessivas frequências. Para tentar reduzir concentrações de cargas e correntes em determinados locais dos eletrodos, efetuaram-se chanfros nas extremidades das curvas

exponenciais externas [9][16][17]. Assim, era possível melhorar a distribuição de corrente nos eletrodos, que afetavam os níveis dos lobos secundários, e, ao mesmo tempo, reduziam-se as reatâncias parasitas transferidas para a entrada da antena, que dificultava o casamento de impedância em faixa larga.

Após essas alterações, fez-se nova simulação e percebeu-se um melhor desempenho, mas a antena ainda não operava satisfatoriamente na faixa de frequência de interesse. Considerando a possibilidade do acúmulo de cargas e correntes em cantos agudos presentes na estrutura, adotou-se a forma circular para alguns desses cantos e testaram-se diferentes raios até se conseguir resultado mais satisfatório [2]. O desempenho ficou melhor do que os anteriores, mas ainda não satisfazia os requisitos do trabalho.

Modificaram novos cantos agudos remodelando-os com base em círculos, ajustaram-se os raios que resultassem na melhor curva do coeficiente de reflexão. Foi encontrada a geometria que permitiu a antena operar de acordo com a meta do trabalho. Na primeira remodelagem dos cantos vivos, observou-se uma redução no estabismo de feixe que era visível no diagrama de irradiação original. Este resultado manteve-se nos aperfeiçoamentos sucessivos do projeto.

Após as simulações em uma faixa entre 2GHz e 11GHz, escolheu-se o modelo que apresentasse o melhor resultado e implementou-se um protótipo com objetivo de validar os resultados por meio de medições. Empregou-se um analisador de circuitos apropriado para operações até 50GHz [19] e empregou-se um conector SMA com confiabilidade de desempenho até 40GHz. Os resultados foram condizentes com as exigências especificadas no que se diz respeito ao coeficiente de reflexão analisado em uma grande largura de faixa de frequência. O levantamento foi realizado até 50GHz, porém não se tem informações a respeito do desempenho do laminado e do cabo coaxial em frequências superiores ao valor de 20GHz.

## **5.2 Conclusões**

A antena Vivaldi antipodal ensaiada mostrou capacidade de operação em grandes larguras de faixa. Para se obter bons resultados, realizaram-se adaptações em sua geometria. O intuito era garantir casamento de impedância em seu sistema de alimentação e obter o diagrama de irradiação próximo do especificado. Desta maneira, a antena apresentou resultados medidos de coeficiente de reflexão e de ganho simulado com valores próximos dos previstos em análises teóricas.

Buscou-se a operação em uma grande largura de faixa de frequências, com possíveis aplicações em diferentes sistemas que demandem este funcionamento, como, por exemplo, os sistemas de UWB. Assim, muitas das propostas iniciais estabeleceram os limites entre 2GHz e 11GHz. Durante as simulações analisou-se principalmente a impedância de entrada e sua influência na curva do coeficiente de reflexão na faixa de frequência de interesse. Após se obter uma geometria que apresentasse o resultado satisfatório, fez-se um protótipo desse melhor modelo para as medições. A curva do coeficiente de reflexão apresentou-se abaixo de  $-10\text{dB}$  entre 2,3GHz e 50GHz. Mas pelo fato de o cabo coaxial apresentar baixa confiabilidade em frequências superiores à 20GHz e também pelo fato de não haver informações do laminado para operações acima desta mesma frequência, considerou-se certo a aplicabilidade da mesma nas frequências entre 2,3GHz e 20GHz, superior ao limite proposto.

### **5.3 Sugestões para trabalhos futuros**

Conseguiu-se uma antena para operação garantida até 20GHz e seria conveniente ampliar os limites da faixa, tendo em vista novas aplicações em ondas milimétricas, em especial nos sistemas de comunicações de quinta geração (5G). O diagrama de irradiação apresentou melhora no estrabismo de feixe, mas ainda é um fator a ser controlado em antenas para certas aplicações. Provou-se que a remodelagem para formatos circulares em cantos agudos diminui o estrabismo, porém é conveniente estudar outras conformações com o mesmo objetivo.

Considerando a importância da compactação dos elementos e dispositivos nos sistemas portáteis de telecomunicações, seria de interesse a construção de uma antena deste modelo em um substrato que apresente maior permissividade relativa, com a qual seriam calculadas menores dimensões e avaliar as conseqüências sobre todos os parâmetros de seu funcionamento.

## Anexo A

### Trabalhos publicados referentes à dissertação

- CAMACHO, W. A.; PATRÍCIO, S. C.; RIBEIRO, J. A. J. *Proposal of a Vivaldi Antipodal Antenna for Ultrawide-Band Applications*. Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo e Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica - MOMAG2016, Porto Alegre, Jul. 2016.
- PATRÍCIO, S. C.; SODRE JUNIOR, A. C.; RIBEIRO, J. A. J.; MUNIZ, A. L. M.; D. L. CORTES; C. J. S. de MATOS; CAMACHO, W. A.; BORGES, R. M. *Optically-Controlled Printed Dipole Antenna Array with Reconfigurable Radiation Pattern*. Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo e Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica - MOMAG2016, Porto Alegre, Jul. 2016.

## Referências Bibliográficas

1. SILVA, B. A. L. *Antenas monopolo planar com patch em anel circular para sistemas UWB*. Dissertação (Mestrado). Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2010.
2. TEIXEIRA, P. A. *Antena gravata borboleta em geometria fractal para múltiplas frequências e grande largura de faixa*. Dissertação (Mestrado). Santa Rita do Sapucaí: Instituto Nacional de Telecomunicações, 2015.
3. CARLETI, M. *Antena impressa de faixa ultra-larga empregando a geometria fractal do tapete de Sierpinski*. Dissertação (Mestrado). Santa Rita do Sapucaí: Instituto Nacional de Telecomunicações, 2015.
4. SANTOS, M. G. *Antenas impressas de faixa larga utilizando a geometria multifractal do pente de Cantor*. Dissertação (Mestrado). Santa Rita do Sapucaí: Instituto Nacional de Telecomunicações, 2014.
5. GIBSON, P. J. The Vivaldi Aerial. 9<sup>th</sup>. *European Microwave Conference*. Brighton, 17-20 Sep., 1979, p. 101-105.
6. GAZIT, E. Improved design of a Vivaldi antenna. *IEE Proc. H: Microwave*, v. 135, n. 2, p. 89-92, Apr., 1988.
7. RIBEIRO, J. A. J. *Engenharia de antenas: fundamentos, projetos e aplicações*. São Paulo: Érica, 2012.
8. ANSYS INC. *An Introduction to HFSS: Fundamental Principles, Concepts, and Use*, Pittsburgh: Ansoft, 2009.
9. OLIVEIRA, A. M. *Desenvolvimento e otimização de antenas Vivaldi antipodais para aplicações a altas frequências*. Tese (Doutorado). São Paulo: Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, 2015.
10. G. K. Pandey, H. S. Singh, P. K. Bharti, A. Pandey, and M. K. Meshram. High gain Vivaldi Antenna for Radar and Microwave Imaging Applications. *Intl. Journal Signal Processing Systems*, v. 3, n. 1, p. 35-39, Jun., 2015.
11. Keranti, D. Z.; Marouf, F. Z.; Meriah, S. M. New tapered slot vivaldi antenna for UWB applications. *International Conf. Microelectronics*, p. 1-4, Algeria, 16-20 Dec., 2012.
12. Agahi, M. H. H.; Abiri, H.; Mohajeri, F. Investigation of a New Idea for Antipodal Vivaldi Antenna Design. *Intl. Journal Computer Electrical Eng.*, v. 3, n. 2, p. 277-281, Apr., 2011.
13. POZAR, D. M. *Microwave engineering*. 4<sup>th</sup>. Ed. New York: John Wiley, 2012.
14. Ma, T. G.; Jeng, S. K. Planar miniature tapered-slot-fed annular slot antennas for ultrawide-band radios. *IEEE Trans. Antennas Propagation*, v. 53, 3, p. 1194-1202, Mar., 2005.
15. ABBOSH, A. Design and analysis of wideband passive microwave devices using planar structures. Doctor of Engineering Thesis. The University of Queensland. Austrália, Oct., 2012.
16. WANG, P.; ZHANG, H.; WEN, G. and SUN, Y. Design of Modified 6-18GHz Balanced Antipodal Vivaldi Antenna. *Progress In Electromagnetics Research C*, v. 25, pg. 271-285, 2012.



17. MA, K.; ZAO, Z.; WU, J.; ELLIS, M. and NIE, Z. A Printed Vivaldi Antenna with Improved Radiation Patterns by Using Two Pairs of Eye-Shaped Slots for UWB Applications. *Progress In Electromagnetics Research C*, v. 148, pg. 63-71, 2014.
18. ARLON INC. *Diclad 880 substrate*. Disponível em: <http://docsasia.electrocomponents.com>. Acessado em: 21 mar 2016.
19. KEYSIGHT. N9952A Analisador portátil de micro-ondas FieldFox 50GHz. Disponível em: <http://www.keysight.com/pt/pdx-x205332-pn-N9952A/fieldfox-handheld-microwave-analyzer-50-ghz?cc=BR&lc=por>. Acessado em: 21 mar 2016.