

BRENO ARTHUR DELEVATE BARRERA

PROJETO DE ANTENA IMPRESSA PARA SISTEMA DE TRANSMISSÃO SEM FIO

Trabalho de conclusão de curso apresentado como parte das atividades para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica, do curso de Engenharia Elétrica da Fundação Universidade Federal do Pampa.

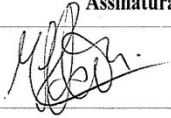

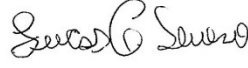
Orientador: Prof. Dr. Marcos V. T. Heckler

**ALEGRETE
2013**

Autoria: Breno Arthur Delevate Barrera

Título: Projeto de antena impressa para sistema de transmissão sem fio.

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado como parte das atividades para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa.

Os componentes da banca de avaliação, abaixo listados, consideram este trabalho aprovado.				
	Nome	Titulação	Assinatura	Instituição
1	Marcos Vinício Thomas Heckler	Dr.		Unipampa
2	Fabiano Castoldi	Me.		Unipampa
3	Lucas Compassi Severo	Me.		Unipampa

Data da aprovação: 08 de março de 2013.

*A todos aqueles que me
acompanharam nessa caminhada, em especial
minha família.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço a todos os meus amigos, em especial as amizades que criei em Alegrete, com quem convivi diariamente durante os últimos anos.

Agradeço a todos os professores que tive, pois todos são responsáveis por esse momento.

Agradeço ao professor Dr. Marcos V. T. Heckler, pelo aprendizado, dedicação e ajuda durante este trabalho.

Agradeço a minha família por me apoiar sempre.

*“Mas não é à toa chomisco! que sou de São
Luiz Gonzaga!”*

Jayme Caetano Braun.

RESUMO

Este trabalho tem como objetivo estabelecer uma metodologia de projeto e construção de antenas impressas Quasi-Yagi. O foco principal do trabalho é a obtenção de uma antena impressa de banda larga. Esta antena combina as vantagens das antenas impressas com as características da configuração Yagi-Uda, resultando em um radiador com um peso reduzido, perfil aerodinâmico, baixo custo, largura de banda larga e de ganho moderado. O desenho da antena é apresentado em primeiro lugar, seguido por uma discussão sobre a construção e caracterização experimental do protótipo.

Palavras-chave: Antenas impressas, Quasi-Yagi, antenas impressas com faixa larga.

ABSTRACT

This work aims to establish a methodology of design and construction of quasi-yagi printed antennas. The main focus of the work is to obtain a broadband printed antenna. This antenna combines the advantages of printed antennas with the characteristics of the Yagi-Uda configuration, hence resulting in a radiator with low weight, aerodynamic profile, low cost, broad bandwidth and moderate gain. The antenna design is presented first, followed by a discussion about the construction and experimental characterization of the prototype.

Keywords: printed antennas, Quasi-Yagi, Yagi-Uda, broadband printed antennas.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Medição do diagrama de irradiação com a antena em teste fixa.	20
Figura 2 - Medição do diagrama de irradiação com rotação da antena em teste.....	20
Figura 3 - Regiões de campo.	21
Figura 4 - Transformador de um quarto de onda.....	23
Figura 5 - Configuração básica de uma antena de microfita.	25
Figura 6 - Representação do campo irradiado pelo <i>driver</i> , sem e com os elementos parasitas, refletor e diretor.	27
Figura 7 - Ilustração da Antena Quasi-Yagi.....	28
Figura 8 – Vista tridimensional da antena Quasi-Yagi.	28
Figura 9 - Antena Quasi-Yagi Bowtie (I), Antena Quasi-Yagi Patches (II), Antena Quasi-Yagi Log-Periódica (III) e a Antena Quase-Yagi com 3 diretores.....	30
Figura 10 - Antena Quasi-Yagi proposta por Capovilla.....	31
Figura 11 - Diagrama de ganho da antena.....	32
Figura 12 - Coeficiente de reflexão da antena de Capovilla.	32
Figura 13 – Balun da antena Quasi-Yagi de Capovilla.	33
Figura 14 - Diferença de fase entre as linhas do balun.....	33
Figura 15 - Comparação dos baluns.	34
Figura 16 - Diferença de fase entre as linhas para o novo balun.....	34
Figura 17 - Híbrido de 180°	35
Figura 18 - Diferença de fase entre as portas do híbrido.....	36
Figura 19 - Comparação entre o híbrido e o balun.....	36
Figura 20 - Comprimento do elemento ativo da antena.	37

Figura 21 - Coeficiente de reflexão para as dimensões do elemento ativo, de 46,7 mm até 64,7 mm.	39
Figura 22 - Coeficiente de reflexão para as dimensões do elemento ativo, de 46,7 mm até 54,7 mm.	39
Figura 23 - Largura do elemento ativo.	40
Figura 24 - Coeficiente de reflexão para diferentes larguras do elemento ativo.	41
Figura 25 - Distância do elemento ativo e diretor.	42
Figura 26 - Carta de Smith para as dimensões do item 3.8.	44
Figura 27 - Representação do ponto onde foi medido a impedância e ganho da geometria.	45
Figura 28 - Carta de Smith respectiva à geometria figura 26.	45
Figura 29 - Demonstração das linhas CPS e o ponto de alimentação.	46
Figura 30 - Carta de Smith para a impedância da linha CPS.	46
Figura 31 - Transformadores de um quarto de onda.	47
Figura 32 - Carta de Smith com o ajuste fino do transformador.	48
Figura 33 - Prolongamento das linhas de microfita para formação do balun.	48
Figura 34 - Ponto de alimentação do balun.	49
Figura 35 - Geometria preliminar da antena Quasi-Yagi.	50
Figura 36 – Coeficiente de reflexão com a dimensão de 63,8 mm.	50
Figura 37 - Combinação de elementos otimizados com elementos da antena de Capovilla.	51
Figura 38 - O coeficiente de reflexão para a combinação dos elementos otimizados com elementos da antena de Capovilla.	52
Figura 39 - Geometria resultante da combinação dos elementos.	53
Figura 40 - Coeficiente de reflexão.	53
Figura 41 – Ganho.	54

Figura 42 - Redução dos elementos ativo e diretor.	55
Figura 43 – Coeficiente de reflexão sem e com o ajuste no transformador.	55
Figura 44 - Geometria final do projeto.	56
Figura 45 - Diagramas de irradiação da antena projetada.	56
Figura 46 - Estrutura da antena junto com os digramas de irradiação.	57
Figura 47 - Coeficiente de reflexão da antena projetada.	57
Figura 48 - Dimensões finais do projeto.	58
Figura 49 - Comparação dos diagramas de irradiação.	59
Figura 50 - Comparação da antena projetada com a antena de Capovilla.	59
Figura 51- Vista lateral demonstrando o parâmetro (H) variado na simulação.	62
Figura 52 – Coeficiente de reflexão para diferentes valores de H.	62
Figura 53 – Ganho para diferentes valores de H.	62
Figura 54 - Vista lateral demonstrando o parâmetro (t) variado na simulação.	63
Figura 55 - Coeficiente de reflexão para diferentes espessuras das camadas de cobre.	64
Figura 56 – Ganho para diferentes espessuras das camadas de cobre.	64
Figura 57 – Ilustração da inclinação do plano de terra.	65
Figura 58 - Inclinação do plano de terra em relação a posição de projeto.	65
Figura 59 – Coeficiente de reflexão para diferentes inclinações do plano de terra.	66
Figura 60 – Diagrama de irradiação para diferentes inclinações do plano de terra.	67
Figura 61 - Coeficiente de reflexão para diferentes permissividades relativas do substrato.	68
Figura 62 - Diagrama de irradiação para diferentes permissividades relativa (PE).	68
Figura 63 - Materiais necessários para construção do protótipo.	71
Figura 64 - Placa de FR4 com a geometria da antena presente.	72
Figura 65 – Vista superior do protótipo da antena Quasi-Yagi.	73

Figura 66 - Vista inferior do protótipo da antena Quasi-Yagi.....	73
Figura 67 - Comparação das curvas do coeficiente de reflexão.....	74
Figura 68 - Comparação do coeficiente de reflexão medido com a simulação da permissividade relativa igual a 4,2.	74
Figura 69 - Transformador de um quarto de onda.....	79

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Faixa de frequências em GHz.	19
Tabela 2 - Ganho da antena para diferentes comprimentos do elemento ativo, de 16,7 mm até 76,7 mm (em 2,4 GHz).	38
Tabela 3 - Ganho da antena para diferentes tamanhos do elemento ativo, de 46,7 mm até 66,7 mm (em 2,4 GHz).	38
Tabela 4 - Ganho da antena para diferentes tamanhos do elemento ativo, de 46,7 mm até 54,7 mm (em 2,4 GHz).	40
Tabela 5 - Ganho da antena para diferentes larguras do elemento ativo (em 2,4 GHz).	41
Tabela 6 - Relação do Ganho e Coeficiente de Reflexão Para Distância do Diretor (em 2,4 GHz).	42
Tabela 7 - Ganho e Coeficiente de Reflexão (S_{11}) (valores em dBi e dB, respectivamente) Para Diferentes Simulações (em 2,4 GHz).	43
Tabela 8 - Ganho Em Relação à Inclinação do Plano de Terra (em 2,4 GHz).	66

LISTA DE ABREVIATURAS

CPS – Coplanar Stripline

WLAN – Wireless Local Area Network

VSWR – Voltage Standing Wave Ratio

SMA – SubMiniature version A

SMD – Surface-mount Technology

ϵ_r – Permissividade Relativa

SUMÁRIO

Agradecimentos	4
RESUMO	6
Abstract	7
Lista de Ilustrações	8
Lista de Tabelas	12
Lista de Abreviaturas	13
Sumário	14
1 Introdução	16
2 Revisão Bibliográfica sobre Antenas Yagi-Uda Impressas	18
2.1 <i>Parâmetros Fundamentais de Antenas</i>	19
2.1.1 Diagrama de Irradiação.....	19
2.1.2 Ganho.....	21
2.1.3 Banda Passante (Largura de Banda).....	21
2.1.4 Casamento de Impedância	22
2.2 <i>Antenas Planares</i>	24
2.3 <i>Antenas Yagi-Uda</i>	26
2.4 <i>Antena Quasi-Yagi</i>	27
3 Projeto de uma Antena Quasi-Yagi em 2.4ghz	29
3.1 <i>Introdução</i>	29
3.2 <i>Softwares Usados no Projeto</i>	29
3.3 <i>Antena da Referência</i>	30
3.4 <i>Análise do Balun</i>	32
3.5 <i>Otimização do Balun Para Operação em 2,4 GHz</i>	33
3.6 <i>Projeto de um híbrido de 180°</i>	35
3.7 <i>Análise do Elemento Ativo</i>	37
3.8 <i>Distância do Diretor</i>	42
3.9 <i>Projeto de Um Sistema Alternativo de Para Casamento de Impedâncias</i>	44
3.10 <i>Combinação dos Elementos Otimizados com o Balun Clássico</i>	51
3.11 <i>Geometria Final e Otimizada</i>	52
3.12 <i>Comparação da Antena Projetada com a Antena de Capovilla</i>	58
3.13 <i>Síntese do Capítulo</i>	60

4 Estudo Sobre os Efeitos de Imperfeições do Processo de Construção do Protótipo	61
4.1 Introdução.....	61
4.2 Efeito da Variação da Espessura H	61
4.3 Efeito da Variação da Espessura da Camada de Cobre t	63
4.4 Efeito da Variação da Orientação relativa entre as Camadas de Cobre.....	64
4.5 Efeito da Variação da Permissividade Relativa (ϵ_r).....	67
4.6 Síntese do capítulo	68
5 Construção da Antena	70
5.1 Introdução.....	70
5.2 Material.....	70
5.3 Primeiro Passo: Impressão da geometria	71
5.4 Segundo Passo: Limpeza da placa de FR4	71
5.5 Terceiro Passo: Transferência da geometria para a placa.....	71
5.6 Quarto Passo: Corrosão da Placa.....	72
5.7 Quinto Passo: Solda do Conector.....	73
6 Conclusões	75
Referências Bibliográficas	76

1 INTRODUÇÃO

Até o surgimento das comunicações sem fio, as redes de computadores e as telecomunicações se restringiam a ambientes confinados, fazendo com que as pessoas ficassem limitadas a esses ambientes. Após o surgimento das comunicações sem fio (ou *wireless*), esse aspecto foi substituído pela flexibilidade e mobilidade, tornando possível uma pessoa se comunicar com outra independentemente de sua localização, gerando uma nova maneira de se viver e trabalhar.

Comunicações *wireless* são encontradas em diversos locais, sendo alguns desses: *WLANs* ou redes locais sem fio, satélites, telefones celulares e rádios móveis especializados, utilizados por serviços públicos (polícia, bombeiros, exército, etc.).

As comunicações *wireless* compreendem uma grande área tecnológica em constante crescimento. Paralelo a este crescimento, acompanha o desenvolvimento de tecnologias de comunicação e equipamentos voltados a essa área. O desenvolvimento de novas antenas ou soluções técnicas para as antenas já existentes tem uma grande importância, pois as antenas apresentam um papel fundamental no desempenho do sistema de comunicação.

As antenas planares apresentam diversas vantagens sobre as antenas não planares, desde aspectos físicos até econômicos, sendo alguns desses como baixo peso, pequeno volume, facilidade de fabricação em larga escala e baixo custo.

As antenas Quasi-Yagi surgiram por acaso no laboratório de micro-ondas da Universidade da Califórnia em 1997, onde os cientistas tentavam substituir uma antena de fenda estreita por um dipolo [7]. A antena Quasi-Yagi impressa combina características das antenas planares com características da antena Yagi-Uda, podendo-se destacar a possibilidade de utilização de técnicas de fabricação de circuito impresso, ganho moderado com diagrama de irradiação

direcional, faixa de operação larga. Por estas razões, a geometria Quasi-Yagi impressa foi escolhida para ser estudada nesse trabalho.

O objetivo desse trabalho foi otimizar a antena de tal forma a obter o melhor compromisso entre maximização do ganho e faixa de operação. Após obtenção da geometria otimizada, a antena é construída e caracterizada experimentalmente.

Também foram feitos estudos sobre o comportamento da antena frente a variações de suas dimensões e variação da permissividade relativa (ϵ_r), na tentativa de estimar as possíveis fontes de deterioração das características do protótipo em relação ao modelo teórico utilizado para realização do projeto da antena.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA SOBRE ANTENAS YAGI-UDA IMPRESSAS

Nesse capítulo é feita uma revisão de alguns conceitos, como os principais parâmetros elétricos de antenas. Também é tratado das vantagens e desvantagens das antenas de microfitas e da antena Yagi-Uda.

Uma antena pode ser definida de diversas maneiras. Segundo a norma IEEE Definições Padronizadas de Termos para antenas (*IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas – IEEE Std 145-1983*), uma antena é “um dispositivo para a irradiação ou a recepção de ondas de rádio” [1]. Para a ANATEL (Agência Nacional de Telecomunicações) uma antena é um “dispositivo para, em sistemas de telecomunicações, radiar ou captar ondas eletromagnéticas no meio circundante. Pode incluir qualquer circuito que a ela esteja incorporado, o qual atribua ou interfira em suas características radiantes” [2].

O universo das antenas é constituído por um número muito grande de modelos, tendo cada geometria aplicações e resultados diferentes em função das suas características, como, por exemplo, frequência de operação, potência de transmissão e ganho. As frequências de interesse nesse projeto são da ordem de alguns GHz. A designação do espectro nessa faixa de frequências em GHz é definida pelo IEEE, conforme apresentado na Tabela 1[3].

Tabela 1
Faixa de frequências em GHz.

Letra	Faixa (GHz)
P	0,3 a 1
L	1 a 2
S	2 a 4
C	4 a 8
X	8 a 12
Ku	12 a 18
K	18 a 27
Ka	27 a 40
V	40 a 75
W	75 a 110

2.1 Parâmetros Fundamentais de Antenas

Para projetar uma antena e descrever seu funcionamento, faz-se necessário o conhecimento de diversos parâmetros elétricos de antenas, que serão revisados a seguir.

2.1.1 Diagrama de Irradiação

A forma como a antena distribui a energia no espaço é denominada diagrama de irradiação. Este diagrama pode ser obtido de duas maneiras. Uma maneira é através da fixação da antena a ser medida, e a realização do deslocamento de uma segunda antena em torno da antena fixa, mantendo-se uma distância constante. Assim, a passos fixos (a cada 5 graus, por exemplo), os valores medidos na antena receptora formam o diagrama de irradiação. O diagrama estará completo ao final de uma volta. A Figura 1 ilustra esse método de medição do diagrama de irradiação, onde a antena a ser medida (antena em teste) está representada em vermelho e em preto está a outra antena. Tal método somente é aconselhado quando a antena em teste apresenta peso muito elevado e não pode ser removida do solo, como no caso de antenas instaladas sobre a superfície de aeronaves [22].

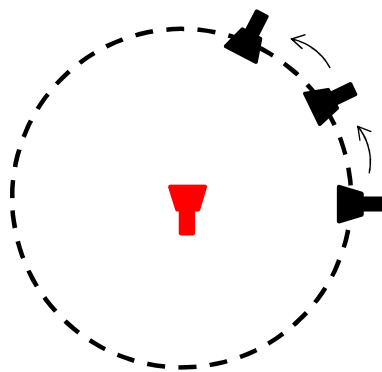


Figura 1 - Medição do diagrama de irradiação com a antena em teste fixa.

A segunda técnica é esquematizada na Figura 2 e consiste em girar a antena em teste (em vermelho) sobre o próprio eixo, mantendo-se a segunda antena (em preto) fixa.

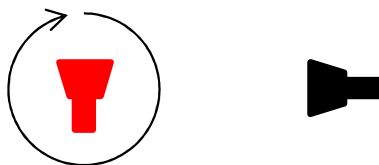


Figura 2 - Medição do diagrama de irradiação com rotação da antena em teste.

A escolha de qual antena vai ser a transmissora e qual a receptora não é relevante, pois o diagrama de irradiação de uma antena transmissora é igual ao dessa mesma antena quando opera como receptora, respeitando o princípio da reciprocidade [3].

O espaço que envolve a antena é dividido em três regiões: região de campo próximo reativo, região de campo próximo radiante (Fresnel), e região de campo distante (Fraunhofer). O diagrama de irradiação deve ser medido na região de Fraunhofer, onde a distribuição angular dos campos independe da distância. As fronteiras dessa região são definidas com a interna tendo a distância $R = 2D^2/\lambda$, e a fronteira externa no infinito, onde D é a maior dimensão da antena [4].

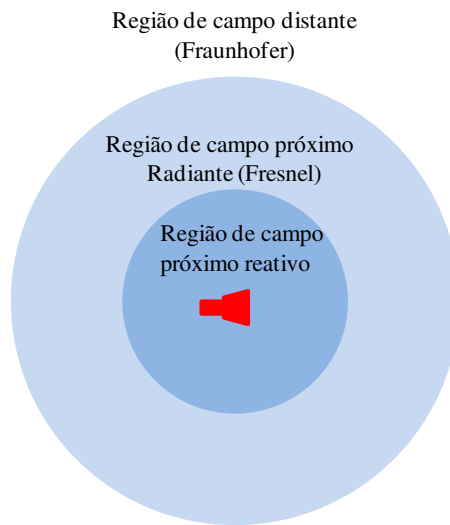


Figura 3 - Regiões de campo.

2.1.2 Ganho

O ganho, assim como o diagrama de irradiação de uma antena, serve para descrever seu desempenho. Essa medida leva em consideração a eficiência de irradiação e as propriedades direcionais da antena. A razão entre a intensidade de irradiação, em uma direção, e a intensidade que seria recebida se a fonte fosse isotrópica definem o ganho. Sendo a intensidade de irradiação de uma antena isotrópica igual à potência de entrada dividida por 4π [4].

O ganho é definido por:

$$Ganho = 4\pi \frac{\text{intensidade de irradiação}}{\text{potência total de entrada}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.1)$$

2.1.3 Banda Passante (Largura de Banda)

A banda passante de uma antena é a faixa de frequências em que a mesma opera sem causar deterioração considerável de desempenho. A medida é feita sobre os terminais da antena, podendo a antena ser de banda estreita ou banda larga [5].

Uma antena de banda larga consegue operar em uma faixa de frequências grande sem que seu desempenho fique comprometido. Ao contrário, a antena de faixa estreita é a antena que só opera em boas condições na região bem próxima da frequência central.

Uma maneira para determinar a largura de banda é usar o critério que define como largura de banda a faixa que apresenta o VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*) ≤ 2 , ou seja, VSWR 2:1. Através desse critério, garante-se que pelo menos 90% da potência de entrada será transmitida à antena [6]. Esta consideração se equivale à região da curva do coeficiente de reflexão onde o parâmetro de espalhamento é menor que - 10 dB, ou seja, $S_{11} \leq -10dB$.

A largura de banda pode ser expressa pela equação (2.2):

$$\text{Largura de banda} = \frac{f2 - f1}{f0} * 100\% \quad (2.2)$$

Onde:

$f2$ = frequência superior da faixa de passagem no qual $S_{11} \leq -10dB$;

$f1$ = frequência inferior da faixa de passagem no qual $S_{11} \leq -10dB$;

$f0$ = frequência central.

2.1.4 Casamento de Impedância

O funcionamento de um sistema não vai depender apenas do comportamento da antena em certa faixa de frequência. O sistema também vai depender das características de frequência da combinação entre a impedância de entrada da antena e a impedância característica da linha de alimentação [4].

Idealmente, a linha de transmissão em geral apresenta valor real para impedância característica (por exemplo, 50Ω), enquanto a antena pode apresentar valores complexos e com a parte real distinta da impedância característica da linha. O comportamento que a linha de transmissão vai apresentar para uma variação de frequência será diferente do comportamento da antena. Sendo assim, existe a necessidade do uso de alguma técnica que realize esse casamento dos dispositivos dentro da faixa de interesse. Uma maneira para a realização do casamento de impedância é o emprego de um transformador de um quarto de onda, ou mais usualmente, transformador de $\lambda/4$. Essa técnica é utilizada para realizar o casamento de duas impedâncias reais.

A utilização do transformador de um quarto de onda é bastante adequada para linhas de transmissão de microfita (*microstrip*), onde a impedância característica pode ser facilmente

variada ajustando-se a largura da fita condutora. O transformador, em geral, será uma seção de linha de transmissão com a impedância característica Z_1 definida por:

$$Z_1 = \sqrt{R_{in} * Z_o} \quad (2.3)$$

Onde:

Z_1 = impedância característica do transformador de $\lambda/4$;

Z_o = impedância característica (real) da linha de transmissão.

R_{in} = impedância de entrada.

A equação (2.3) é uma simplificação das equações deduzidas no Apêndice A.

Na maioria das vezes a impedância da antena não será uma componente apenas resistiva, com isso, para a utilização do transformador de $\lambda/4$, é necessário que o transformador seja deslocado até posição S_o , conforme ilustrado na Figura 4. A distância S_o é escolhida de modo que o transformador seja conectado a um ponto onde a impedância da antena seja real.

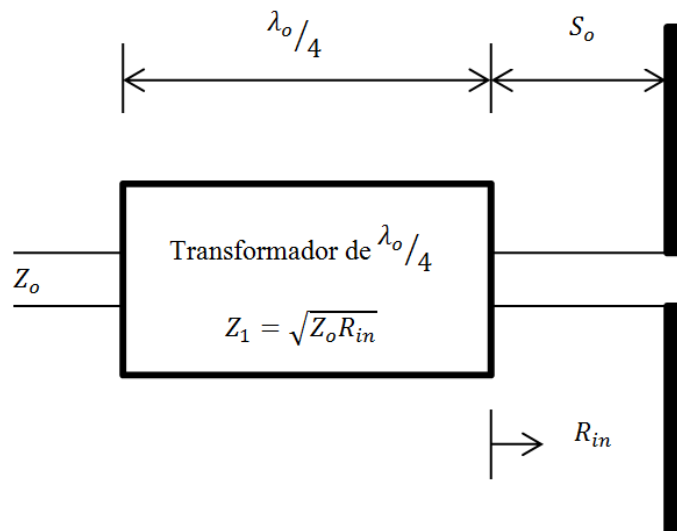


Figura 4 - Transformador de um quarto de onda.

No projeto de um transformador de $\lambda/4$ para linha de microfita, o comprimento de onda usado é o comprimento de onda guiado, dado pela seguinte equação:

$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{eff}}} \cong \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.4)$$

Onde:

λ_g = comprimento de onda guiado.

f = frequência.

c = velocidade da luz no vácuo.

ϵ_{eff} = constante dielétrica efetiva do substrato.

2.2 Antenas Planares

As antenas de microfita planares foram propostas por Deschamps (1953), nos Estados Unidos da América. Dois anos depois Gutton e Baissinot (1955) na França emitiram a primeira patente sobre o assunto. Apesar de serem propostas na década de 50, as antenas de microfita só foram realmente conhecidas na década de 70, onde os primeiros modelos com aplicações práticas foram construídos, por Howell (1972) e Munson (1974). A justificativa para esses 20 anos de diferença entre as primeiras publicações e a construção dessas antenas para aplicações práticas é o acelerado desenvolvimento de técnicas fotográficas para impressão em circuitos de cobre ocorrido na década de 70. Outra contribuição foi o surgimento de materiais com baixa tangente de perdas e propriedades térmicas mais atrativas [7].

Na configuração mais simples, a antena de microfita é constituída por um *patch* irradiante na parte superior de um substrato dielétrico, e uma camada condutora na parte inferior como plano de terra, conforme esquematicamente mostrado na Figura 5.

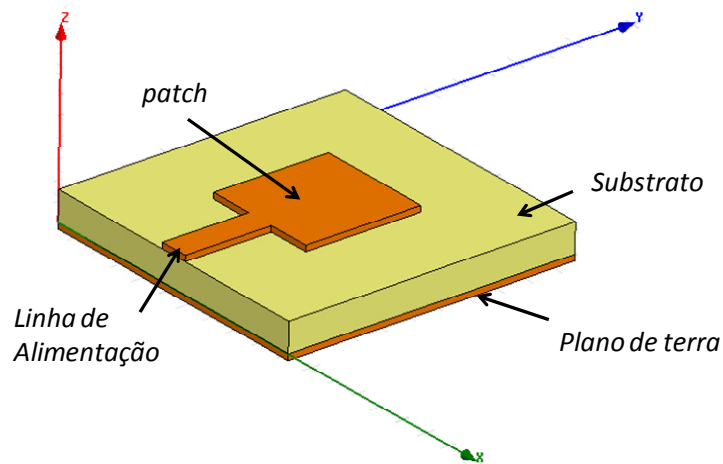


Figura 5 - Configuração básica de uma antena de microfita.

A geometria do *patch* pode assumir qualquer forma, mas as geometrias mais utilizadas são a retangular e a circular. A variedade de substratos é muito grande. Os mais comuns possuem permissividades relativas que variam de 2 a 10. A permissividade real do material pode apresentar pequena diferença da permissividade fornecida pelo fabricante. Em projetos de antenas de microfita essa pequena diferença pode gerar grandes problemas, como deslocamento da frequência de ressonância do elemento irradiador. Normalmente, a solução para esse problema é a construção de mais de um protótipo, sendo que o primeiro será utilizado para encontrar um valor mais próximo da permissividade real do material. De posse dessa informação, um segundo protótipo pode ser projetado [12].

As principais vantagens das antenas de microfita são:

- Pequeno peso;
- Volume reduzido;
- Fácil instalação sobre estruturas curvas;
- Baixo perfil aerodinâmico;
- Baixo preço de fabricação em escala;
- Possibilidade de integração das linhas de alimentação e circuitos de casamento à estrutura da antena.

Por outro lado, as antenas planares de microfita apresentam algumas desvantagens, como:

- Pequena largura de banda;
- Perdas consideráveis;

- Ganho baixo;
- Baixa capacidade de irradiação de potência.

O campo de aplicação dessas antenas é muito vasto, contempla desde aplicações militares em sistemas de comunicação para veículos espaciais, satélites e mísseis teleguiados, como também é usada em aplicações comerciais e médicas.

2.3 Antenas Yagi-Uda

A antena Yagi-Uda recebeu esse nome em homenagem a seus idealizadores. Em 1920 S. Uda [13] descreveu em língua japonesa o projeto e os princípios operacionais dessa antena. Porém o artigo que ficou realmente conhecido foi descrito em inglês por H. Yagi [14].

Na sua concepção mais simples, a antena Yagi-Uda é constituída de três elementos. O primeiro é o *driver*, ou elemento ativo, sendo esse ressonante na frequência de interesse. Outro elemento é o refletor, tendo comprimento um pouco maior que o elemento ativo e introduzindo um efeito indutivo na estrutura. A função desse elemento é de refletir os campos irradiados na sua direção. O terceiro elemento é o diretor, que possui uma dimensão menor que o elemento ativo para que se forme um efeito capacitivo. A função desse elemento é direcionar a propagação da onda eletromagnética irradiada pelo elemento ativo no sentido de interesse [15]. É possível a adição de mais elementos diretores na antena, essa adição resulta em um diagrama cada vez mais diretivo. Como só o elemento ativo é alimentado, os outros são conhecidos como elementos parasitas.

A Figura 6 demonstra o efeito dos elementos no diagrama de irradiação. Em I, o *driver* irradia potência na mesma proporção para frente e para trás. Em II, a potência irradiada para trás é refletida na direção do diretor, e a potência irradiada para frente é mais direcionada pelo diretor, formando um diagrama de irradiação direcional.

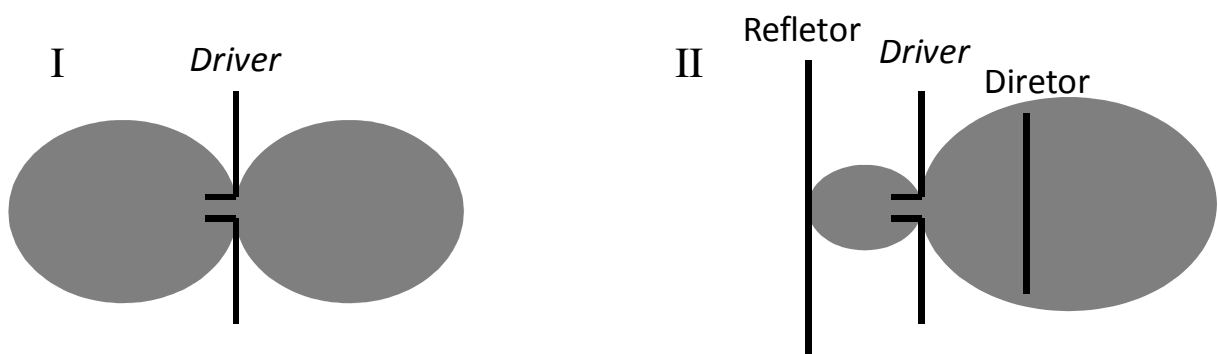


Figura 6 - Representação do campo irradiado pelo *driver*, sem e com os elementos parasitas, refletor e diretor.

As principais vantagens dessa antena são:

- Simplicidade na estrutura;
- Ganho elevado;
- Razoável largura de banda.

2.4 Antena Quasi-Yagi

A Antena Quasi-Yagi é uma antena planar impressa que se baseia nos conceitos da antena Yagi-Uda. Seu surgimento se deu por acaso, em 1997 quando o grupo do laboratório de micro-ondas da Universidade da Califórnia trabalhava em uma tentativa de substituir uma fenda estreita por um dipolo. Utilizando uma transição de microfita para stripline coplanar (CPS), foi possível excitar o dipolo [16]. Porém o dipolo é um irradiador bi-direcional, tornando seu uso no primeiro momento inviável. A solução foi o uso dos elementos parasitas, diretor e refletor para tornar o diagrama de irradiação direcional. Outro problema foi a implementação do refletor na estrutura, mas descobriu-se que o mesmo poderia ser o próprio plano de terra truncado. Assim surgia uma nova proposta de antena, chamada de Quasi-Yagi devido a sua semelhança com a Yagi-Uda [18].

A primeira publicação sobre essa antena relata que a largura de banda em termos de coeficiente de reflexão é aproximadamente 11% e um ganho de aproximadamente 7 dBi [17].

Como na antena Yagi-Uda, na antena Quasi-Yagi apenas o elemento ativo é alimentado, os outros elementos são excitados por acoplamento mútuo. Outro elemento que desempenha

um papel de grande importância é o balun (do inglês, *balanced-unbalanced*). Ele tem a função de fazer a transição de uma linha desbalanceada para uma linha balanceada (no presente caso, de microfita para CPS) [6]. Também é no balun que ocorre a defasagem de 180° entre as linhas. Essa defasagem é importante para que haja um acoplamento de modo ímpar na entrada do dipolo. Assim, o comprimento do lado maior deve ter a dimensão necessária para que a defasagem seja o mais próximo de 180 graus elétricos.

A alimentação é feita através de uma linha de transmissão e para o casamento dessa linha com o restante da estrutura é utilizado um transformador de um quarto de onda.

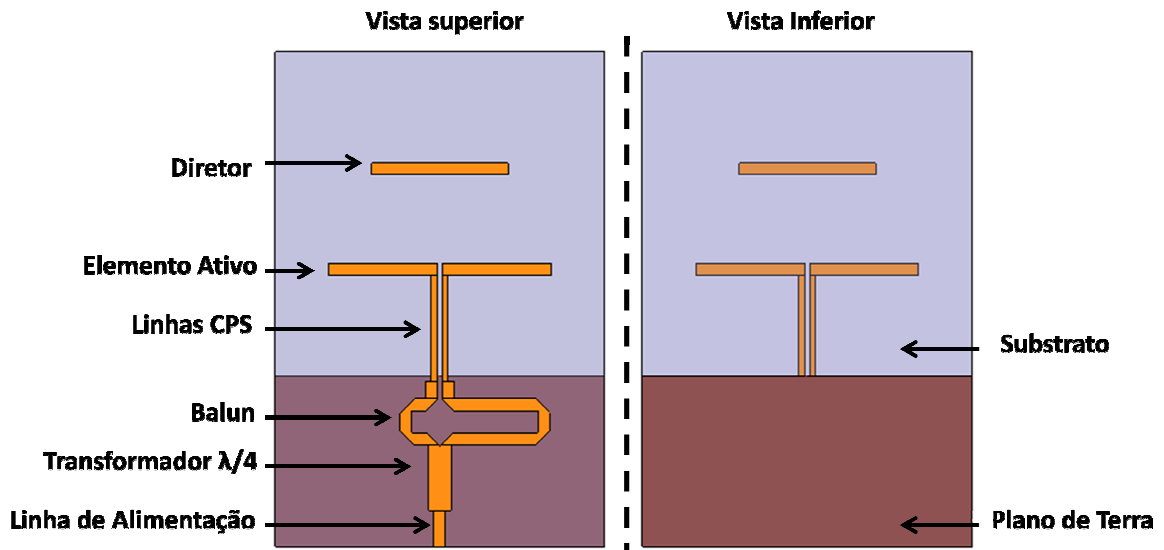


Figura 7 - Ilustração da Antena Quasi-Yagi.

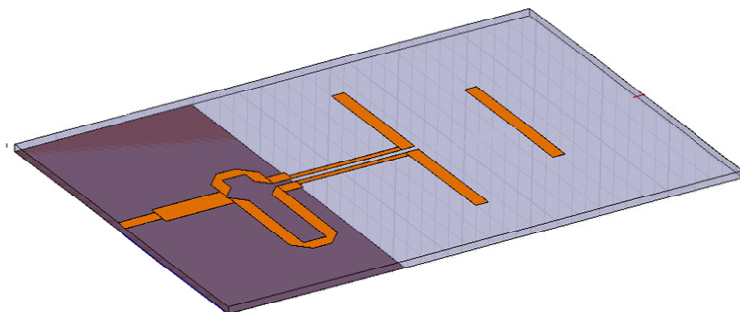


Figura 8 – Vista tridimensional da antena Quasi-Yagi.

3 PROJETO DE UMA ANTENA QUASI-YAGI EM 2.4GHZ

3.1 Introdução

O projeto de uma antena Quasi-Yagi envolve diversos passos. Nesse capítulo será visto como o projeto da antena Quasi-Yagi foi realizado. Toda a parte de otimização dos elementos da antena é apresentado, juntamente com algumas propostas de novas geometrias, como o uso de um divisor híbrido de 180 graus no lugar do balun convencional.

3.2 Softwares Usados no Projeto

No projeto da antena Quasi-Yagi foi utilizado basicamente três softwares. Para obtenção dos diagramas de irradiação, ganho, impedância de entrada e coeficiente de reflexão, foram empregados os softwares Ansoft Designer e Ansoft HFSS.

O Ansoft Designer foi utilizado no projeto do balun e do híbrido de 180 graus. Esse software apresenta uma maior simplicidade que o Ansoft HFSS. O primeiro tem a vantagem de executar os cálculos de maneira rápida, resultando em uma economia de tempo no projeto, mas tem a desvantagem de considerar o plano de terra com dimensões infinitas. Para o restante do projeto, usou-se o Ansoft HFSS, com o qual é possível simular geometrias com substrato truncado.

O terceiro software empregado foi o AWR TX-Line, que foi utilizado para dimensionamento das linhas de microfita. Com esse software, encontra-se a impedância característica da linha de microfita para determinadas dimensões. No projeto de um transformador de um quarto de onda, esse software apresenta uma grande importância, pois com ele é possível ter uma boa aproximação do comprimento e largura do transformador.

3.3 Antena da Referência

Diversos modelos de antenas Quasi-Yagi foram encontrados na literatura [6] [18] [20], como por exemplo, a Antena Quasi-Yagi Bowtie (I), Antena Quasi-Yagi Patches (II), Antena Quasi-Yagi Log-Periódica (III) e a Antena Quase-Yagi com 3 diretores (Figura 9).

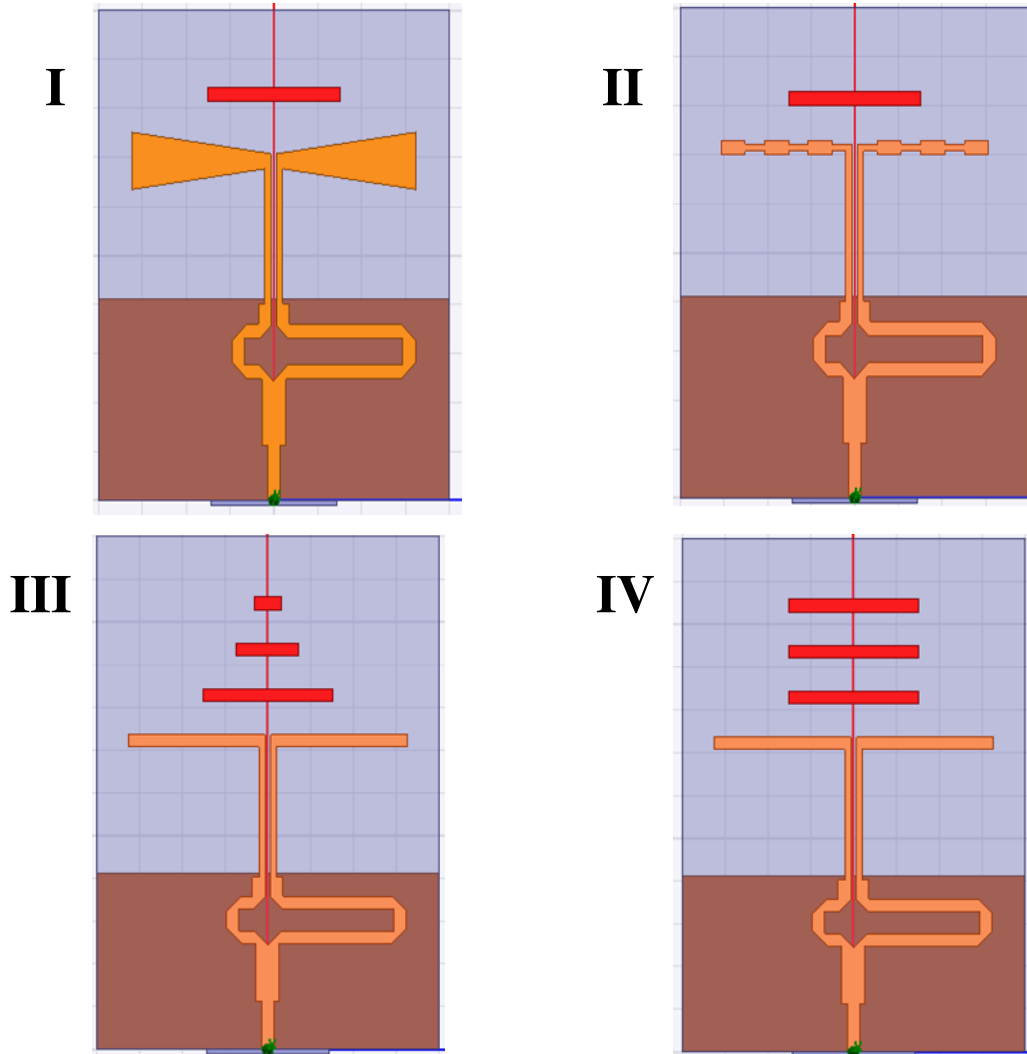


Figura 9 - Antena Quasi-Yagi Bowtie (I), Antena Quasi-Yagi Patches (II), Antena Quasi-Yagi Log-Periódica (III) e a Antena Quase-Yagi com 3 diretores.

Dentre essas geometrias, o modelo proposto por Capovilla (2004) foi escolhido como referência para este projeto devido à simplicidade de construção da antena e bom desempenho. Com esse irradiador, obteve-se ganho de 3,51 dBi na frequência de 2,4 GHz (Figura11), e faixa de passagem de impedância de 1,83 - 2,9 GHz.

Em seu trabalho, Capovilla menciona que o ganho calculado para a antena foi 4,1 dBi, porém as simulações com o HFSS apontaram um valor de 3,51 dBi apenas. Essa diferença no

ganho pode ser explicada pelo fato do uso de um valor diferenciado para a permissividade relativa do substrato. Nas simulações com o HFSS, foi considerado que o laminado FR4 apresentava permissividade relativa de 4,4, sendo a permissividade usada por Capovilla 4,8. Outro fator que também pode ser responsável por essa diferença é o uso de um simulador distinto nesse trabalho. O software usado por Capovilla foi o QFDTD90 da *Realize* [20].

A geometria da antena pode ser vista na Figura 10. Na simulação da antena de Capovilla é possível perceber que o menor coeficiente de reflexão é dado na frequência de 1,97 GHz (Figura 12), estando a frequência deslocada da frequência almejada, que é de 2,4 GHz. Isso sugere que alguns elementos da antena possam estar com dimensões não otimizadas. Assim, iniciou-se um estudo paramétrico para determinar os efeitos produzidos por variações em cada um dos elementos da antena.

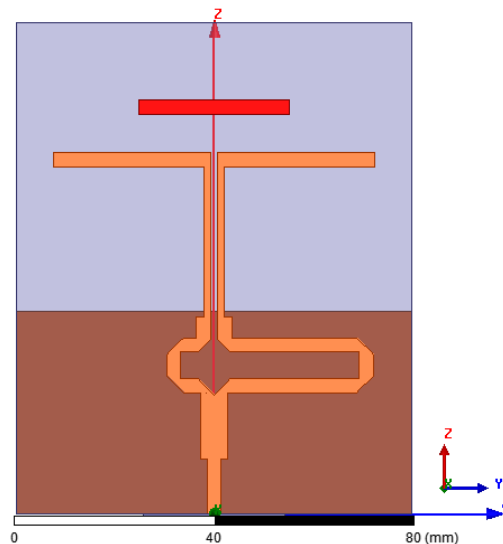


Figura 10 - Antena Quasi-Yagi proposta por Capovilla.

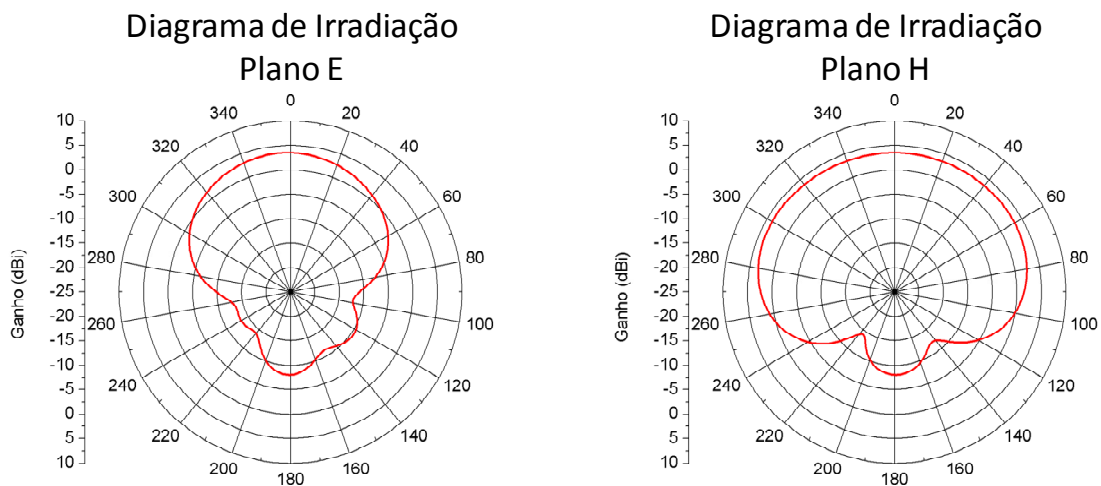


Figura 11 - Diagrama de ganho da antena.

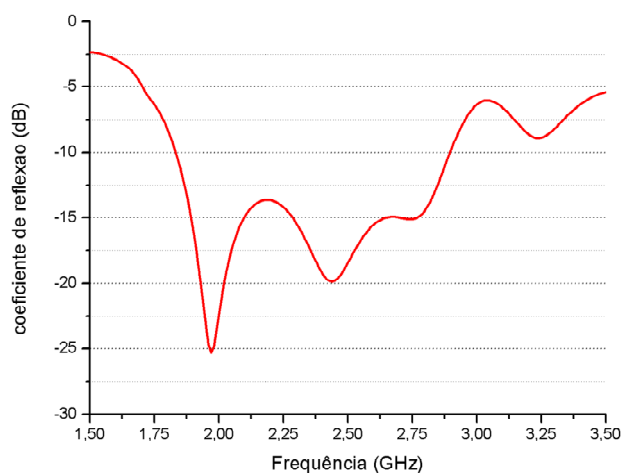


Figura 12 - Coeficiente de reflexão da antena de Capovilla.

3.4 Análise do Balun

Usando a ferramenta de simulação Ansoft Designer foi analisado o comportamento do balun. O resultado da simulação é mostrado na Figura 13. Nota-se que o balun está causando uma defasagem de 243 graus entre a porta 2 e a porta 3 (Figura 14), diferente do necessário correspondente a 180 graus elétricos.

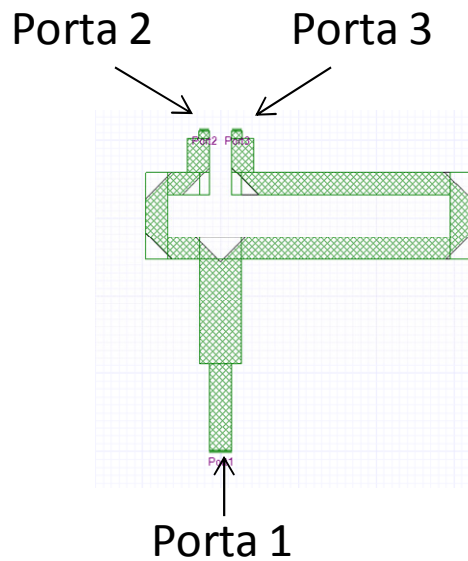


Figura 13 – Balun da antena Quasi-Yagi de Capovilla.

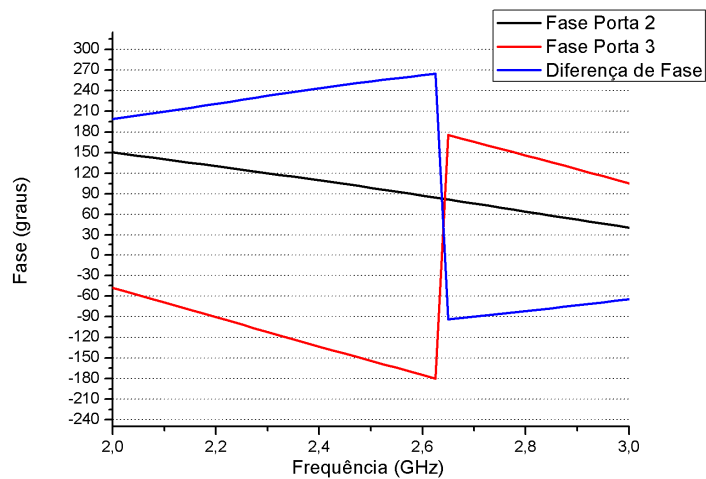


Figura 14 - Diferença de fase entre as linhas do balun.

A defasagem de 243 graus é 63 a mais que o necessário (180 graus). Essa diferença demonstra que a linha do balun possui um tamanho maior do que o necessário.

3.5 Otimização do Balun Para Operação em 2,4 GHz

Na antena Quasi-Yagi é necessário que haja um acoplamento de modo ímpar nas linhas de microfita, com isso uma das linhas precisa ter o comprimento de $\lambda g/2$ maior que a outra, ou seja, 180 graus de fase maior que a outra [20]. Utilizando-se o software TX-Line, foi possível ter uma aproximação das dimensões do novo balun para que a condição acima fosse cumpri-

da. A linha maior do balun foi reduzida de 26,19mm (em vermelho) para 20,58mm (em laranja) resultando em uma diminuição total de 11,22mm, conforme destacado na Figura 15.

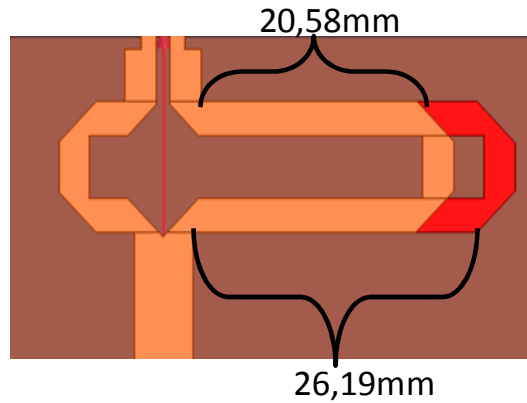


Figura 15 - Comparação dos baluns.

Após a obtenção das dimensões do novo balun, foi possível chegar próximo aos 180 graus de defasagem entre as linhas, como mostrado na Figura 16. O valor exato da defasagem obtida pela simulação foi de 180,03 graus.

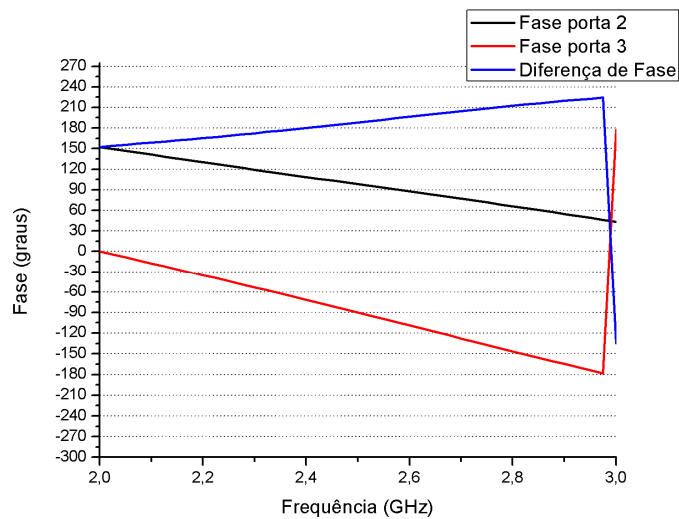


Figura 16 - Diferença de fase entre as linhas para o novo balun.

Removendo-se o balun da antena de Capovilla e introduzindo-se o balun projetado para 2,4 GHz, o ganho da antena aumentou de 3,41dBi para 3,65dBi, o que comprova importância desta otimização. Para inferir se o ganho ainda poderia ser aumentado, iniciou-se um processo

de otimização de diversos elementos da antena, como dimensões dos elementos ativo e diretor, e distância entre os elementos e o plano de terra. Também foi projetado um híbrido de 180° como possível solução para gerar a defasagem entres as linhas.

3.6 Projeto de um híbrido de 180°

Um híbrido de 180° é um acoplador de quatro portas que tem como principal característica permitir uma defasagem de 180° graus entre as portas, obter duas portas de saídas em fase, obter a soma de dois sinais de entrada, ou ainda obter a diferença de dois sinais de entrada [21]. Aplicação do híbrido neste projeto seria para que o sinal aplicado à porta 1 fosse igualmente dividido em duas componentes com uma diferença de fase de 180° nas portas 2 e 4, e isolando a porta 3 (Figura 17).

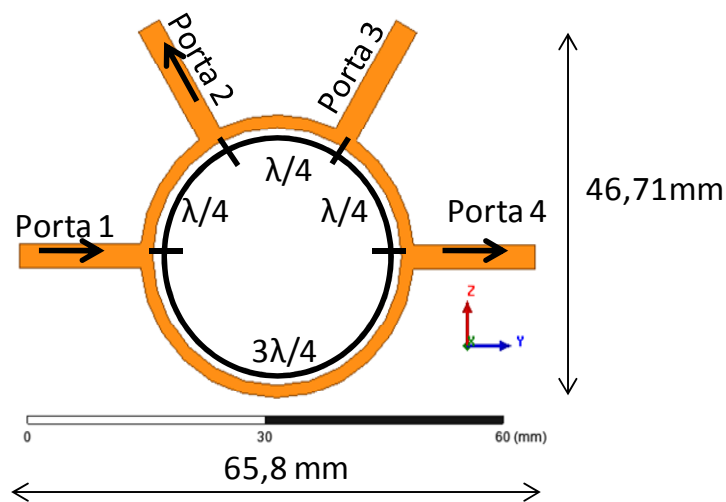


Figura 17 - Híbrido de 180°

Nas simulações realizadas, o híbrido apresentou uma defasagem de $179,53$ graus (Figura 18).

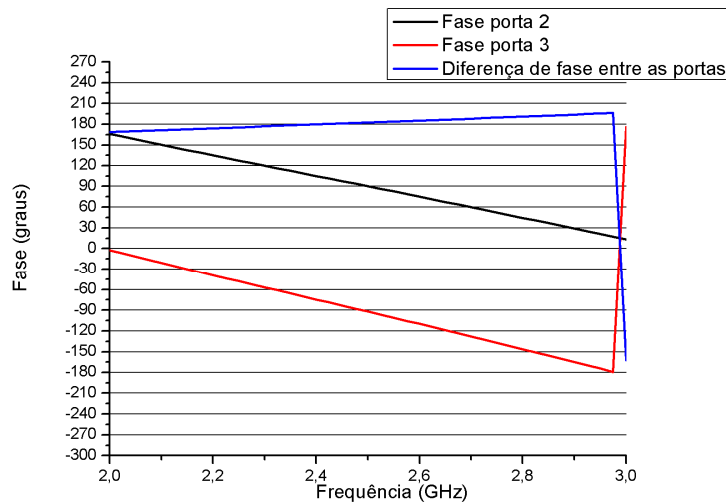


Figura 18 - Diferença de fase entre as portas do híbrido.

Uma comparação entre o divisor híbrido e o balun permite concluir que o híbrido tem um melhor desempenho: a variação de fase em função da frequência é menor, ou seja, a defasagem entre as portas é constante em uma faixa maior de frequências. Na Figura 19, nota-se que curva azul, curva do híbrido, possui uma menor variação que a do balun, em vermelho. O híbrido apresenta uma variação da defasagem de apenas 28,41 graus na faixa de 2 GHz até 3 GHz, iniciando com uma defasagem de 168,59 graus e terminando a faixa com uma defasagem entre as portas de 190 graus. Já o balun, nessa mesma faixa, apresentou uma variação de 71,86 graus (152,53 graus no início da faixa e 224,39 graus no final).

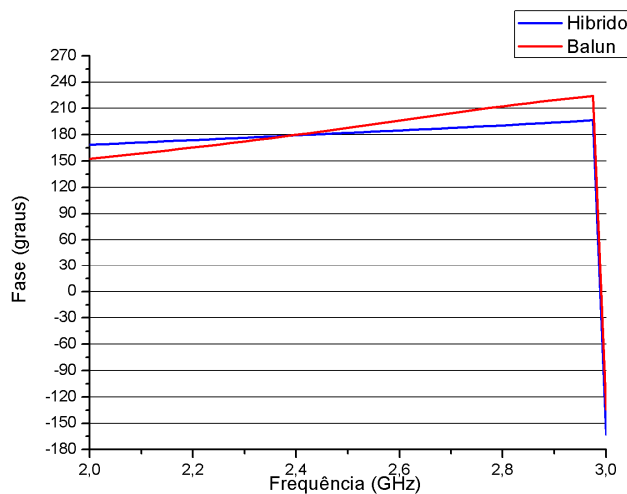


Figura 19 - Comparação entre o híbrido e o balun.

O híbrido de 180 graus apresentou bom comportamento em simulações, mas foi descartado devido seu tamanho em relação à antena: o uso do divisor híbrido tornaria a geometria da antena muito maior do que com o uso de um balun. Outra questão seria que o híbrido necessitaria da inclusão de um resistor SMD (*Surface-mount Technology*) de 50 ohms, aumentando a complexidade e o custo do projeto.

3.7 Análise do Elemento Ativo

Como já citado, um processo de otimização da antena foi preciso para melhorar seu desempenho. Primeiramente, retirou-se o diretor da antena e trabalhou-se em busca da dimensão do elemento ativo que resultasse em um maior ganho. Verificando os valores de ganho da antena, foram feitas diversas simulações variando-se as dimensões do elemento ativo.

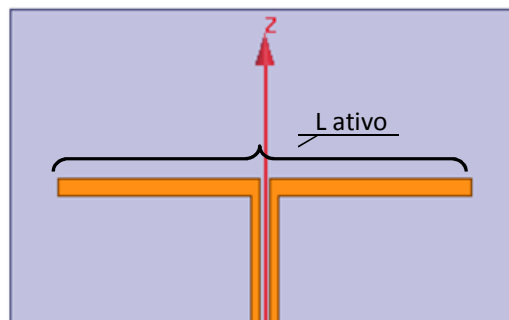


Figura 20 - Comprimento do Elemento Ativo da Antena.

O comprimento do elemento ativo foi variado de 16,7 mm até 76,7 mm, com incrementos de 10 mm. Entre os valores apontados na Tabela 2, é possível notar que para 56,7 mm há um valor máximo, onde entende-se que a dimensão que resulta o maior ganho está próxima a esse comprimento.

Tabela 2
Ganho da antena para diferentes comprimentos do elemento ativo, de 16,7 mm até 76,7 mm (em 2,4 GHz).

Comprimento (mm)	Ganho (dBi)
16,7	-5,75
26,7	-1,25
36,7	1,54
46,7	2,75
56,7	2,90
66,7	2,74
76,7	2,61

Diminuindo a escala do passo de 10 mm para 4 mm, e simulando para valores próximos a 56,7 mm, resultou nos valores de ganho apresentados na Tabela 3.

Tabela 3
Ganho da antena para diferentes tamanhos do elemento ativo, de 46,7 mm até 66,7 mm (em 2,4 GHz).

Dimensões (mm)	Ganho (dBi)
46,7	2,75
50,7	2,86
54,7	2,85
58,7	2,89
62,7	2,83
66,7	2,74

Como a variação foi pequena, os valores de ganho ficaram próximos. No entanto, após análise da curva do coeficiente de reflexão (Figura 21), nota-se que as curvas com os mínimos próximos a 2,4 GHz, são a curva vermelha (50,7 mm) e a curva azul (54,7 mm).

O ponto de mínimo do coeficiente de reflexão mostra qual é a frequência de ressonância dipolo. O objetivo é encontrar uma dimensão para o elemento ativo esteja em ressonância em

2,4 GHz, ou seja, uma dimensão que resulte em um mínimo coeficiente de reflexão centrado na frequência.

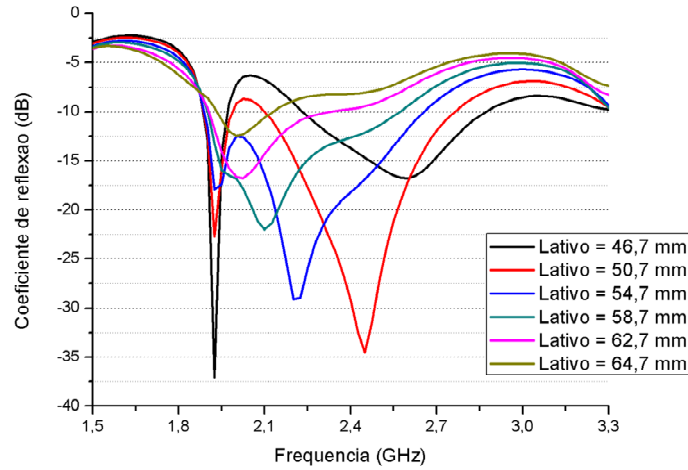


Figura 21 - Coeficiente de reflexão para as dimensões do elemento ativo, de 46,7 mm até 64,7 mm.

Novamente foi repetido os processos de otimização como os anteriores com uma variação ainda menor, nessa etapa a variação foi de 1 mm a cada passo. Assim foi encontrada uma dimensão que pode ser considerada muito próxima da dimensão que resulta no menor coeficiente de reflexão e com um ganho considerável.

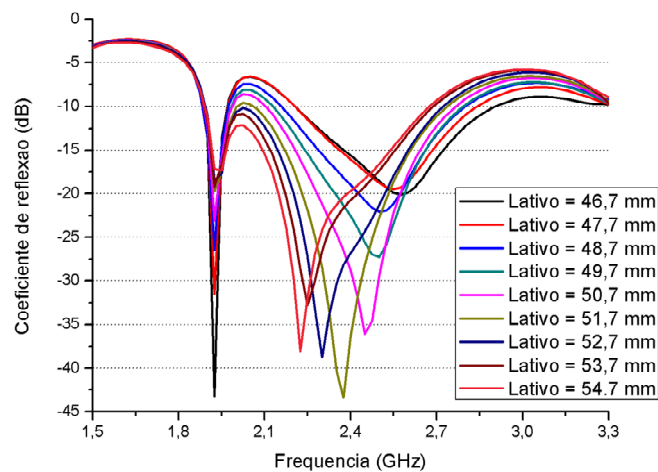


Figura 22 - Coeficiente de reflexão para as dimensões do elemento ativo, de 46,7 mm até 54,7 mm.

No gráfico da Figura 22 o coeficiente de reflexão em 2,4 GHz é -36,24 dB, sendo este valor respectivo ao elemento ativo com a dimensão de 51,7 mm. Para essa dimensão o ganho foi de 2,81 dB.

Tabela 4
Ganho da antena para diferentes tamanhos do elemento ativo, de 46,7 mm até 54,7 mm (em 2,4 GHz).

Dimensão (mm)	Ganho (dBi)	Coefficiente de reflexão (dB)
46,7	2,75	-15,63
47,7	2,71	-16,08
48,7	2,84	-19,01
49,7	2,89	-22,57
50,7	2,86	-28,82
51,7	2,81	-36,24
52,7	2,87	-26,72
53,7	2,97	-20,72
54,7	2,85	-19,67

Além do comprimento do elemento ativo, também foi realizado um estudo sobre a influência da largura desse elemento, com o objetivo de encontrar o valor ótimo para a largura do diretor em termos de ganho e coeficiente de reflexão. A segunda contribuição deste estudo foi analisar se uma pequena variação nessa dimensão causa variação considerável do ganho, visto que a antena foi construída através do método de transferência térmica [19].

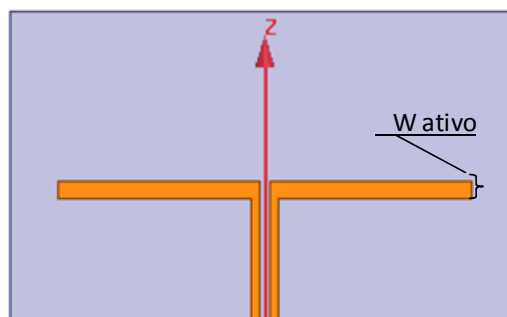


Figura 23 - Largura do elemento ativo.

A largura do elemento ativo (Figura 23) foi variada de 1 mm até 4,5 mm com passo de 0,5 mm por simulação. Os resultados das simulações são mostrados na tabela 5.

Para as dimensões 2,5 mm, 3 mm e 3,5 mm o coeficiente de reflexão ficou abaixo de -30 dB (Figura 24). O ganho permaneceu entre 2,8 dBi e 2,93 dBi para todas as dimensões. Optou-se pela largura de 3 mm com a qual verificou-se o menor coeficiente de reflexão e maior ganho, diferentemente de Capovilla, que usou 2,86 mm.

Tabela 5
Ganho da antena para diferentes larguras do elemento ativo (em 2,4 GHz).

Dimensões (mm)	Ganho (dBi)	Coefficiente de reflexão (dB)
1	2,84	-15,98
1,5	2,83	-19,23
2	2,90	-24,86
2,5	2,86	-30,66
3	2,93	-37,76
3,5	2,86	-32,07
4	2,86	-25,58
4,5	2,84	-22,04

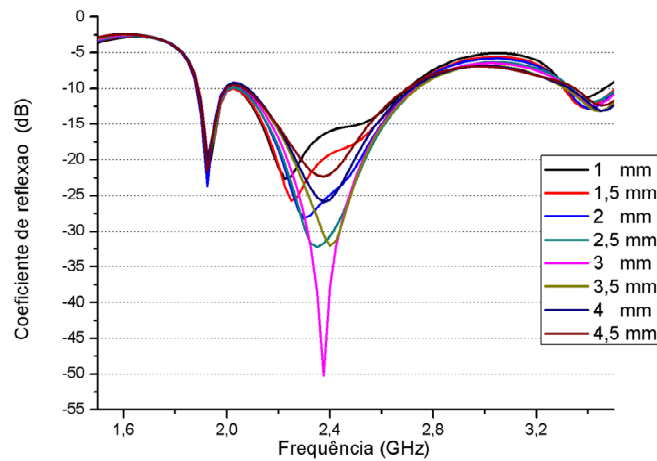


Figura 24 - Coeficiente de reflexão para diferentes larguras do elemento ativo.

3.8 Distância do Diretor

Após a otimização do elemento ativo, realizou-se a otimização da distância do diretor ao dipolo. Um diretor de comprimento próximo de 80% do elemento ativo foi adicionado para iniciar o estudo.

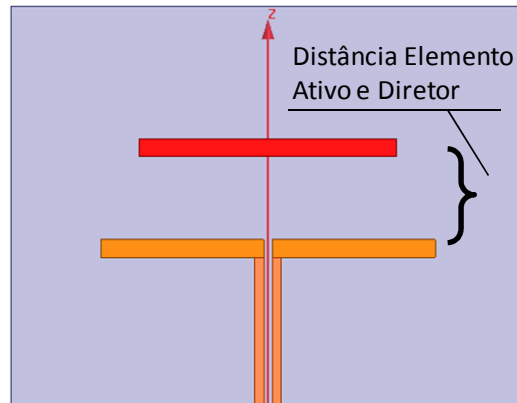


Figura 25 - Distância do elemento ativo e diretor.

Variando-se a distância entre o diretor e o elemento ativo em intervalos de 2 mm, resultaram os valores de ganho e coeficiente de reflexão vistos na Tabela 6:

Tabela 6
Relação do Ganho e Coeficiente de Reflexão Para Distância do Diretor (em 2,4 GHz).

Distancia (mm)	Ganho (dBi)	Coeficiente de reflexão (dB)
10	6,02	-5,92
12	6,18	-6,38
14	6,30	-7,01
16	6,32	-7,64
18	6,27	-8,34
20	6,16	-9,15

Os valores de ganho da antena ficaram altos, porém o coeficiente de reflexão ficou acima da faixa aceitável (-10 dB). Na frequência de 1,925 GHz o coeficiente de reflexão é menor que -20 dB para todas as curvas. Conclui-se que escolhendo um tamanho aleatório para o di-

retor e fazendo-se a análise apenas da variação da distância entre o diretor e o elemento ativo, fica muito difícil encontrar um bom resultado. Assim sendo, optou-se por fazer uma análise para a escolha de dois parâmetros simultaneamente. Para cada tamanho do diretor, foram feitas várias simulações com diferentes distâncias do elemento ativo.

O tamanho do elemento diretor foi variado percentualmente em relação ao elemento ativo. Os valores de ganho e coeficiente de reflexão obtidos podem ser vistos na Tabela 7.

Tabela 7
Ganho e Coeficiente de Reflexão (S_{11}) (valores em dBi e dB, respectivamente) Para Diferentes Simulações (em 2,4 GHz).

Tamanho do Elemento Diretor X Distância do Elemento Ativo										
Distâncias	70% (36,19 mm)		75% (38,77 mm)		80% (41,36 mm)		85% (43,94 mm)		90% (46,53 mm)	
	S_{11}	Ganho	S_{11}	Ganho	S_{11}	Ganho	S_{11}	Ganho	S_{11}	Ganho
10 mm	-9,77	4,99	-6,35	5,58	-4,06	4,9	-4,29	-2,60	-7,55	-2,12
20 mm	-12,31	5,91	-9,03	6,37	-7,39	5,23	-8,52	-1,51	-11,47	-2,13
30 mm	-14,73	5,75	-12,45	5,76	-11,98	4,13	-13,04	-1,62	-15,47	-1,97
40 mm	-18	5,04	-16,12	4,74	-15,65	2,39	-16,43	-1,47	-18,85	-1,54
50 mm	-22,54	4,40	-19,35	3,97	-16,62	1,63	-18,55	-0,76	-23,65	-0,71

O maior ganho foi de 6,37 dBi, onde o elemento diretor tem 38,77 mm e a distância entre o elemento ativo e o diretor é de 20 mm. O coeficiente de reflexão ficou próximo da faixa aceitável, em torno de -9 dB, mas esse parâmetro foi melhorado através de posterior otimização dos outros elementos.

Terminado o processo de otimização do elemento ativo e do diretor, iniciou-se a otimização dos demais elementos. Como citado anteriormente, a antena de referência apresentou melhor comportamento na frequência de 1,9 GHz e provavelmente seus demais elementos estavam ajustados para esta mesma frequência.

A partir desse ponto do projeto, utilizou-se frequentemente a Carta de Smith, que é um recurso gráfico idealizado por P.H Smith em 1939. A carta consiste em lugares geométricos de valores de resistência e reatâncias traçados num diagrama polar [10]. Com as novas dimensões, a impedância de entrada em 2,4 GHz encontrada na Carta de Smith foi de $1,31 + 0,84j$, normalizada para 50 ohms, o que resulta em uma impedância de entrada de $65 + 42j$ ohms

(Figura 26). Estando a antena descasada iniciou-se uma sequência de passos para realizar o casamento de impedância da mesma.

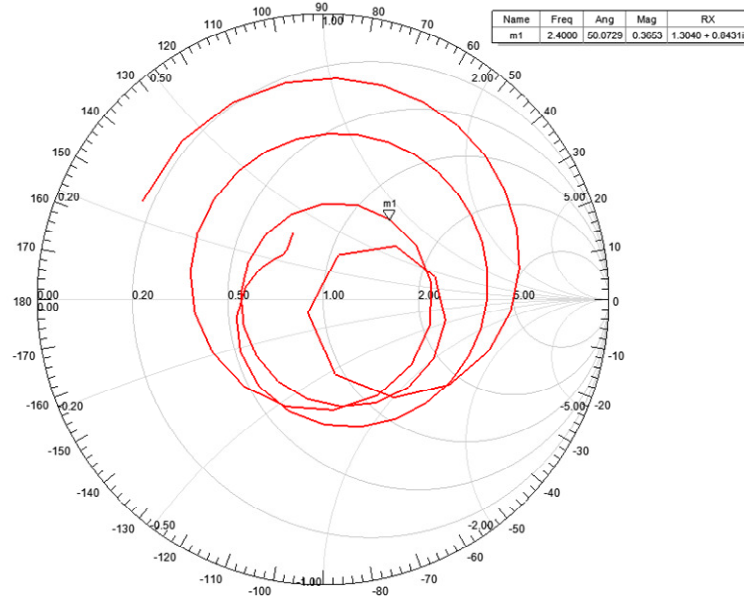


Figura 26 - Carta de Smith para as dimensões do item 3.8.

3.9 Projeto de Um Sistema Alternativo de Para Casamento de Impedâncias

Determinadas as distâncias e dimensões para o elemento ativo e diretor, iniciou-se o projeto do sistema divisor. Eliminando a linha de entrada, o transformador, o balun e as linhas CPS, e medindo-se a impedância da estrutura apenas com o elemento ativo, plano de terra e o diretor presente (Figura 27), encontrou-se $1,67 + 2,57j$ normalizados para 50 ohms, ou seja, $83,5 + 128,5j$ ohms de impedância (Figura 28). O ganho para essa geometria é de 7,29 dBi.

Este valor de ganho foi o máximo encontrado, pois o acréscimo dos demais elementos resulta em potência dissipada no substrato, resultante da alta tangente de perdas do laminado utilizado (FR4). Logo, o objetivo é acrescentar os elementos necessários para alimentar o elemento ativo, sem que haja uma grande diminuição no ganho.

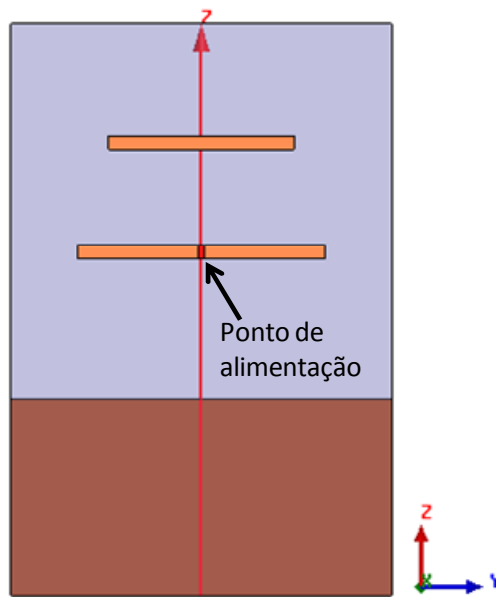


Figura 27 - Representação do ponto onde foi medido a impedância e ganho da geometria.

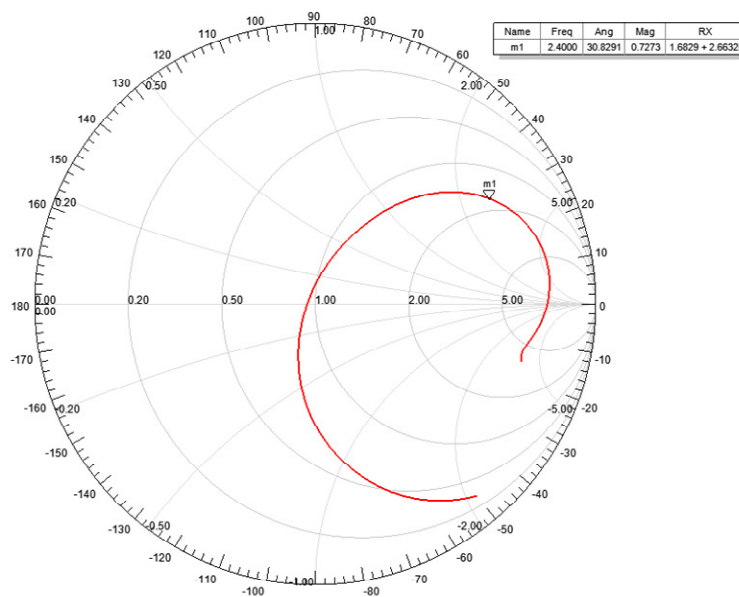


Figura 28 - Carta de Smith respectiva à geometria figura 26.

Para transmitir a energia do balun para o elemento ativo, foram utilizadas linhas CPS (Figura 29). Optou-se por uma linha de 1 mm largura como dimensão inicial. A impedância de entrada na entrada da linha CPS foi $43,5 + 13j$ ohms (Figura 30).

Para unir a linha CPS com o balun, foi necessária a utilização de transformadores de $\lambda/4$. O transformador é adequado para casamento de impedâncias puramente resistivas. Sendo as-

sim, foi necessário trabalhar no comprimento da linha CPS para que sua impedância tivesse a menor parcela possível de componente reativa.

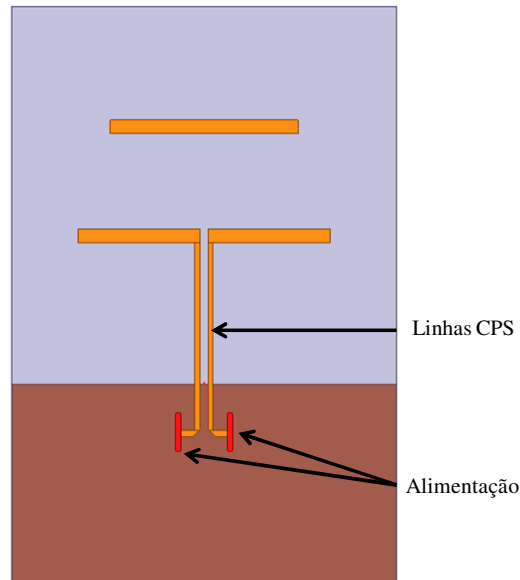


Figura 29 - Demonstração das linhas CPS e o ponto de alimentação.

Na carta de Smith da Figura 30, pode-se ver que a impedância em 2,4 GHz ficou bem próxima da reta real e equivale a $0,49 - 0,06j$ ohms, normalizado para 76 ohms.

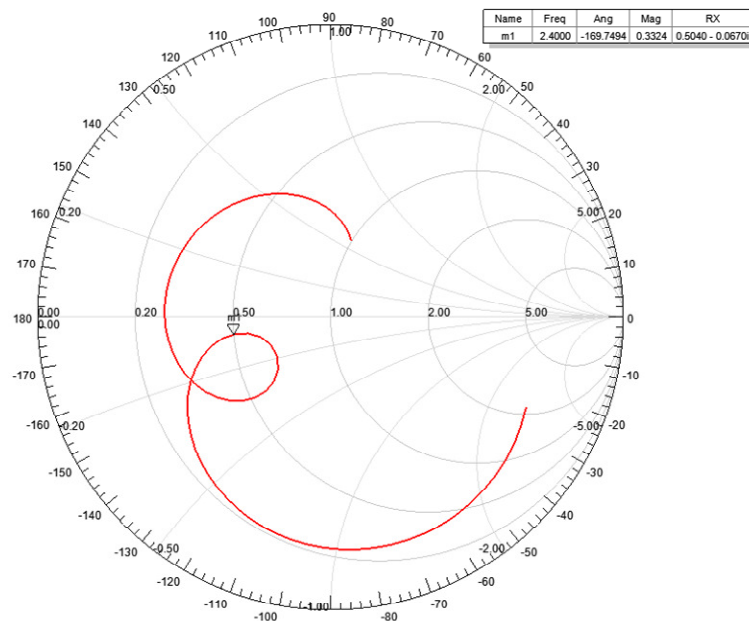


Figura 30 - Carta de Smith para a impedância da linha CPS.

Para o projeto do balun, linhas com 1 mm de espessura foram adotadas, resultando em linhas de 86,7 ohms de impedância característica. Para realizar o casamento de impedância entre a linha CPS e a linha do balun, foram utilizados transformadores de $\lambda/4$. O cálculo do transformador é dado pela equação 3.1, assim:

$$Z_{transformador} = \sqrt{Z_{linha_{cps}} * Z_{linha_{balun}}} \quad (3.1)$$

$$Z_{transformador} = \sqrt{86,7 * 37,18} = 56,77\Omega \quad (3.2)$$

Utilizando-se o software AWR TX-Line, encontram-se as dimensões iniciais para o transformador de $\lambda/4$.

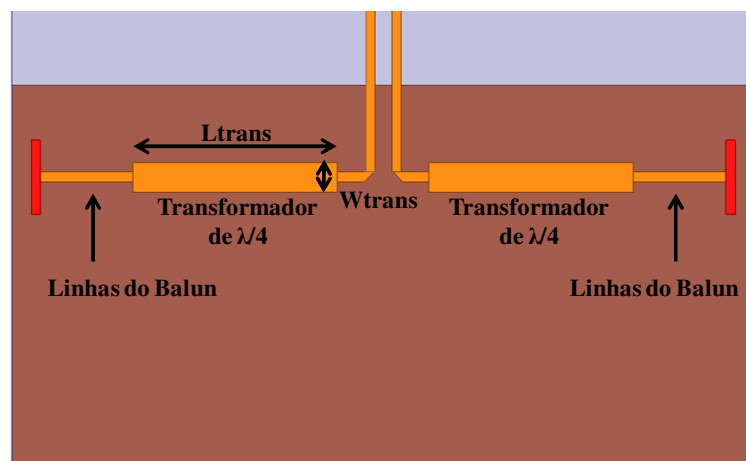


Figura 31 - Transformadores de um quarto de onda.

As dimensões encontradas pelo o software AWR TX-Line é uma aproximação dos valores ideais. Realizando uma otimização no transformador, variando seu comprimento (L_{trans}) e largura (W_{trans}), é possível fazer um ajuste mais fino no casamento de impedância.

Um efeito que deve ser levado em consideração é o efeito da junção da linha do balun com o transformador. Por isso a importância de fazer o ajuste do transformador já com a presença da linha CPS como pode ser visto na Figura 31.

Com o ajuste correto, a impedância vista na Carta de Smith é de $1,03 - 0,03j$ (Figura 32), normalizada para 84,06 ohms, o que resulta em $86,58 - 2,52j$ ohms. Este valor é praticamente

o mesmo da linha do balun, comprovando o bom casamento de impedância pelo transformador.

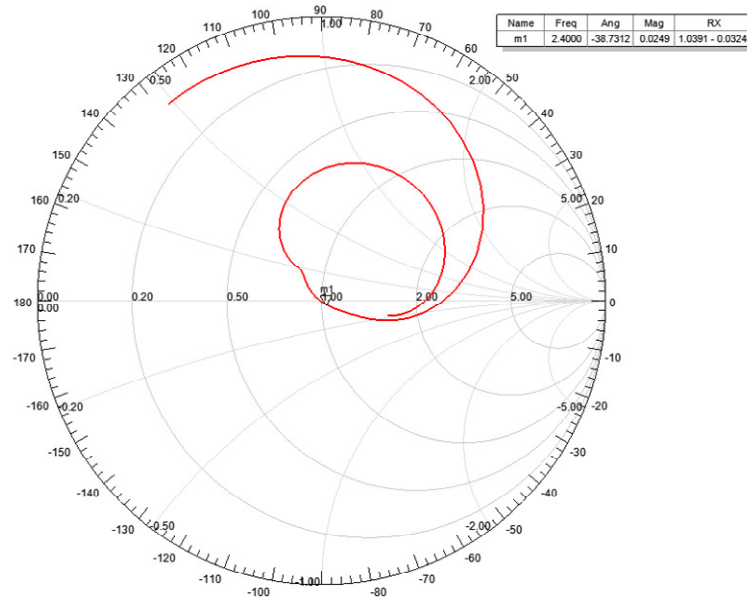


Figura 32 - Carta de Smith com o ajuste fino do transformador.

Uma vez casada a impedância, pode-se prolongar as linhas para composição do balun sem que a impedância de entrada dessa linha sofra grandes variações (Figura 33). O surgimento de alguma variação na impedância pode ser atribuída ao efeito que ocorre nas curvas do balun.

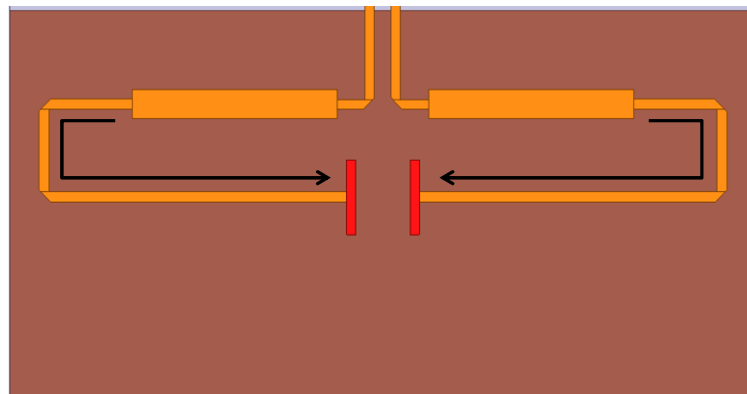


Figura 33 - Prolongamento das linhas de microfita para formação do balun.

A defasagem de 180 graus elétricos, necessária ao funcionamento do balun, pode ser introduzida fazendo-se com que uma das linhas tenha seu comprimento 180° maior que a outra. Uma maneira de se produzir essa defasagem é deslocar a alimentação para um dos lados, resultando em uma diferença de 180° entre os dois, conforme mostrado esquematicamente na Figura 34.

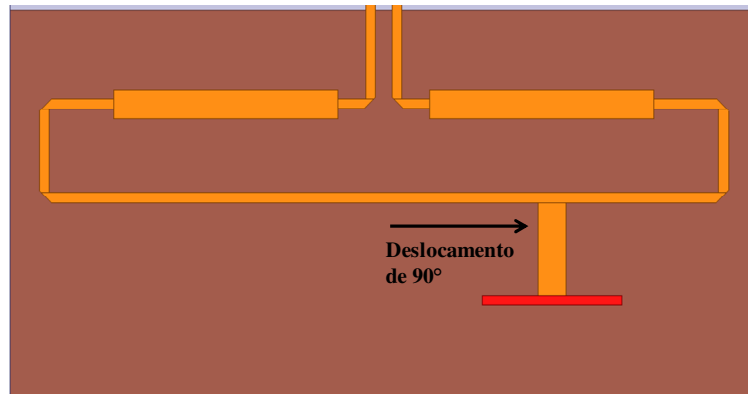


Figura 34 - Ponto de alimentação do balun.

Como cada linha tinha como impedância característica aproximadamente 86 ohms, esperava-se que o paralelo delas duas causa-se uma impedância próxima a 43 ohms. Adicionando uma linha de 50 ohms e medindo a impedância no ponto de junção da linha com o balun a impedância encontrada foi de $0,19 - 0,05j$ ohms, normalizada para 50 ohms, o que resulta em uma impedância de entrada $9,5 - 2,5j$ ohms, muito menor que o valor esperado. Após algumas análises, verificou-se que a causa desse resultado foi a incorreta determinação da impedância na entrada da linha CPS na geometria mostrada na Figura 29. Esse efeito foi decorrente da incorreta configuração das portas, que foram consideradas desacopladas pelo software HFSS, enquanto que o correto seria excitar um modo com configuração de campo elétrico ímpar (portas acopladas).

Ainda assim, tentou-se casar a impedância do balun com o conector coaxial de 50 ohms. Para isso, seria necessário um transformador de $\lambda/4$ com impedância próxima a 8 ohms. Tal transformador possui uma largura muito grande, tornando sua implementação inviável. A geometria da antena já com a linha de alimentação ficou como mostrado na Figura 35.

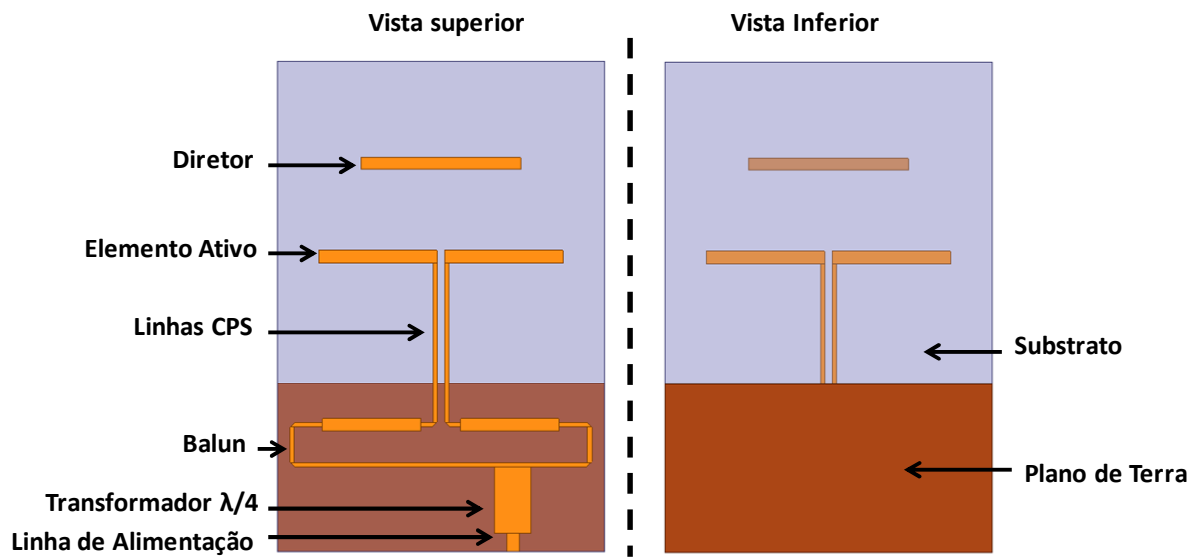


Figura 35 - Geometria preliminar da antena Quasi-Yagi.

Simulada a antena com o balun do item anterior os resultados não foram satisfatórios, houve um desvio em frequência, acompanhado do descasamento de impedância e uma redução dramática na faixa de passagem, conforme mostrado na Figura 36. O ganho obtido foi 5,51 dBi. Assim sendo, optou-se por não otimizar mais esta geometria, passando-se a adotar a configuração clássica de balun, discutida nas seções 3.4 e 3.5.

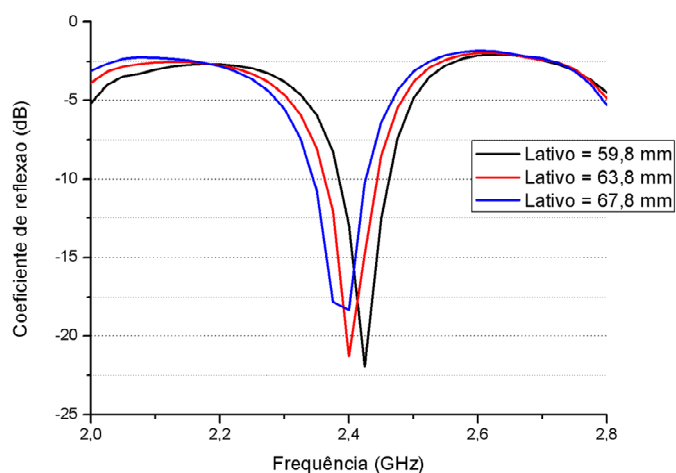


Figura 36 – Coeficiente de reflexão com a dimensão de 63,8 mm.

3.10 Combinação dos Elementos Otimizados com o Balun Clássico

Pensando-se em uma solução para o problema da banda estreita do item anterior, foi simulada uma nova geometria, sendo essa uma combinação dos elementos otimizados neste trabalho com o balun de Capovilla. A geometria resultante pode ser vista na Figura 37.

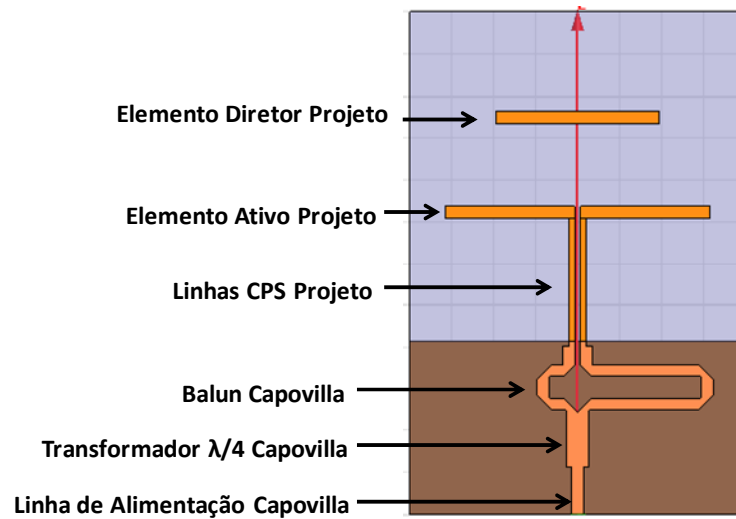


Figura 37 - Combinação de elementos otimizados com elementos da antena de Capovilla.

O coeficiente de reflexão para essa geometria não foi satisfatório, além de estar defasado, ele também apresenta valor muito próximo do nível mínimo aceitável. O coeficiente de reflexão apresentou menor valor em 2,1 GHz, sendo aproximadamente -16 dB.

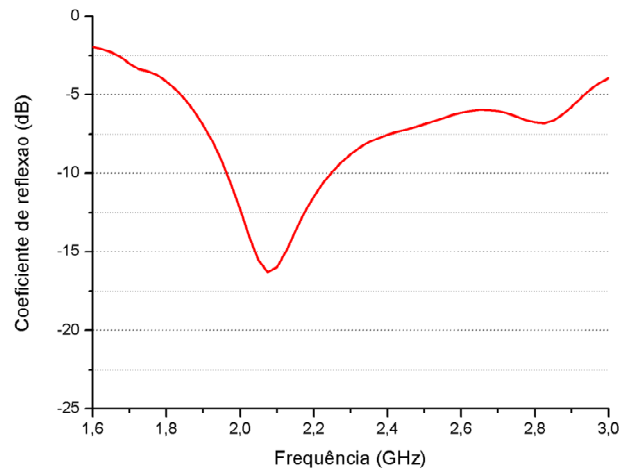


Figura 38 - O coeficiente de reflexão para a combinação dos elementos otimizados com elementos da antena de Capovilla.

3.11 Geometria Final e Otimizada

A associação de transformadores de $\lambda/4$ resultou em problemas de banda estreita (seção 3.9). Também a combinação dos elementos otimizados com o balun da antena de Capovilla não apresentou boa solução para o problema (seção 3.10).

Combinando-se os elementos otimizados com o balun projetado na seção 3.4, resultou na geometria apresentada na Figura 39.

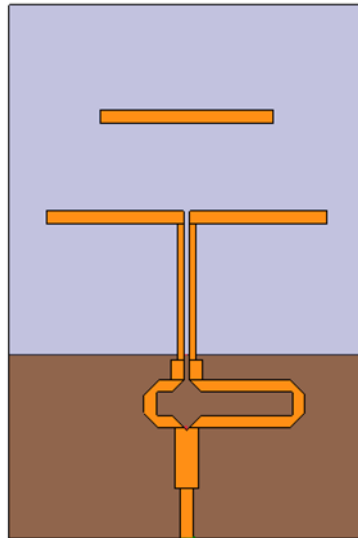


Figura 39 - Geometria resultante da combinação dos elementos.

O coeficiente de reflexão apresentou melhores resultados nesta geometria do que nas anteriores. Na Figura 40 é possível ver que a largura de banda está maior que a do item anterior, mas que também apresenta um deslocamento em frequência. O ponto de mínimo da curva é dado em 2,05 GHz, onde o coeficiente de reflexão é -26,7 dB.

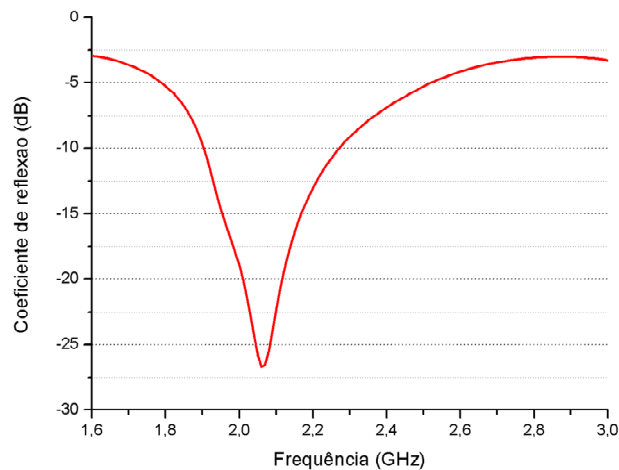


Figura 40 - Coeficiente de reflexão.

O ganho ficou em torno de 6,27 dBi e o diagrama de irradiação no plano E pode ser visto na Figura 41.

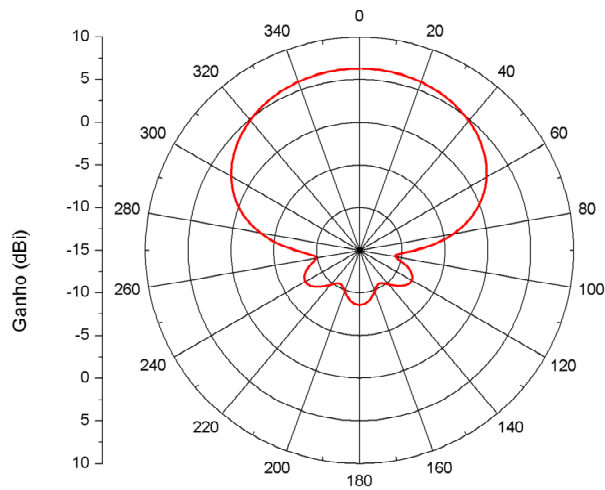


Figura 41 – Ganho.

Outra grande vantagem da antena Quasi-Yagi é a possibilidade de escalonamento para outras frequências. Como a antena apresentou bons resultados, mas deslocados em frequência, então um escalonamento das dimensões possibilitou deslocar a frequência de operação para 2,4 GHz.

As dimensões da antena são funções do comprimento de onda, e o mesmo varia em função da frequência. Variando-se as dimensões da antena, sua frequência de ressonância pode ser ajustada. Visto que a antena está operando com coeficiente de reflexão mínimo em 2,05 GHz, é necessário reduzir suas dimensões para que essa característica seja deslocada para 2,4 GHz. O fator de escalonamento é calculado por:

$$Variação = \frac{Frequência\ de\ operação}{2,4\ GHz} = \frac{2,05\ GHz}{2,4\ GHz} \sim 0,85 \quad (3.3)$$

Como o balun já estava projetado para 2,4 GHz reduziu-se apenas as dimensões dos elementos ativo e diretor, juntamente com a distância entre o elemento ativo e o plano de terra (Figura 42). Essas dimensões foram multiplicadas pelo fator de 0,85.

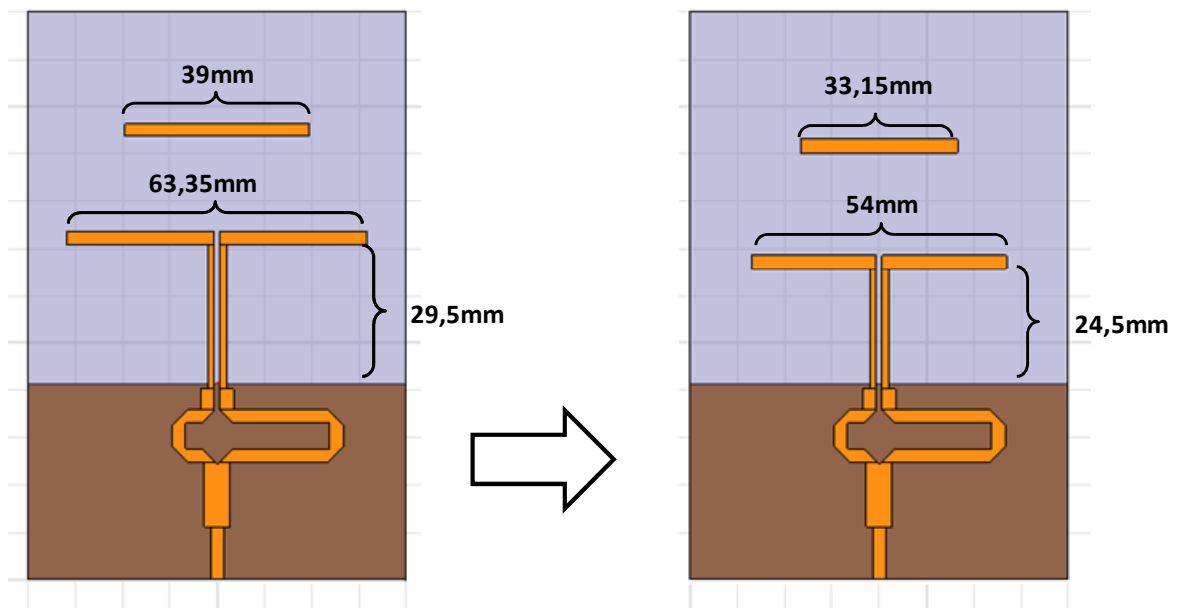


Figura 42 - Redução dos elementos ativo e diretor.

A largura de banda sofreu um grande aumento. Em um primeiro momento a curva apresenta um ponto fora do limite, acima de -10 dB. Com o ajuste do transformador de um quarto de onda houve um melhor casamento de impedância e diminuição do coeficiente de reflexão, resultando em uma grande faixa de passagem (Figura 43).

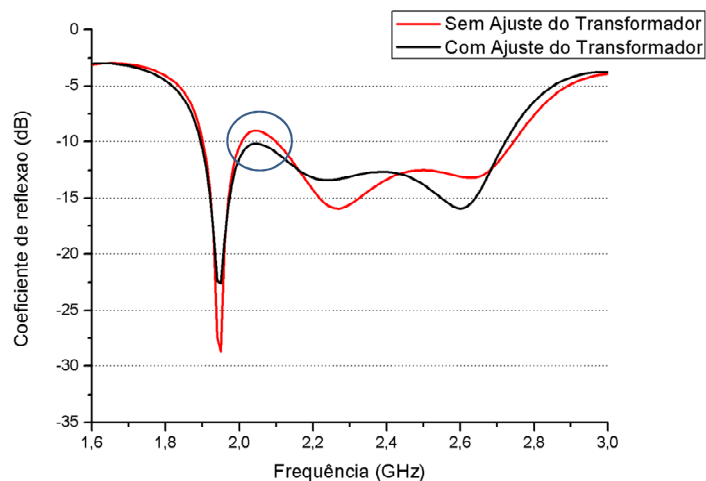


Figura 43 – Coeficiente de reflexão sem e com o ajuste no transformador.

A faixa de passagem inicia em 1,9 GHz e se estende até 2,73 GHz. Em 2,4 GHz o coeficiente de reflexão ficou -12,64 dB e o ganho 5,26 dBi.

Para obter os diagramas de irradiação com a estrutura mais próxima da realidade, adicionou-se um conector SMA de 50Ω (Figura 44) e obteve-se os diagramas de irradiação do plano E e plano H (Figura 45). A Figura 46 ilustra a estrutura da antena junto com os diagramas de irradiação.

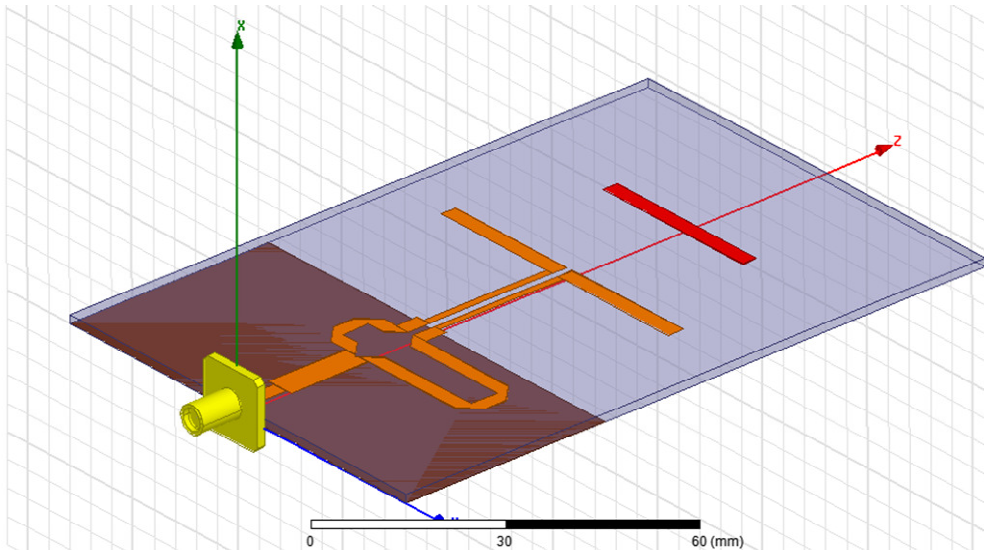


Figura 44 - Geometria final do projeto.

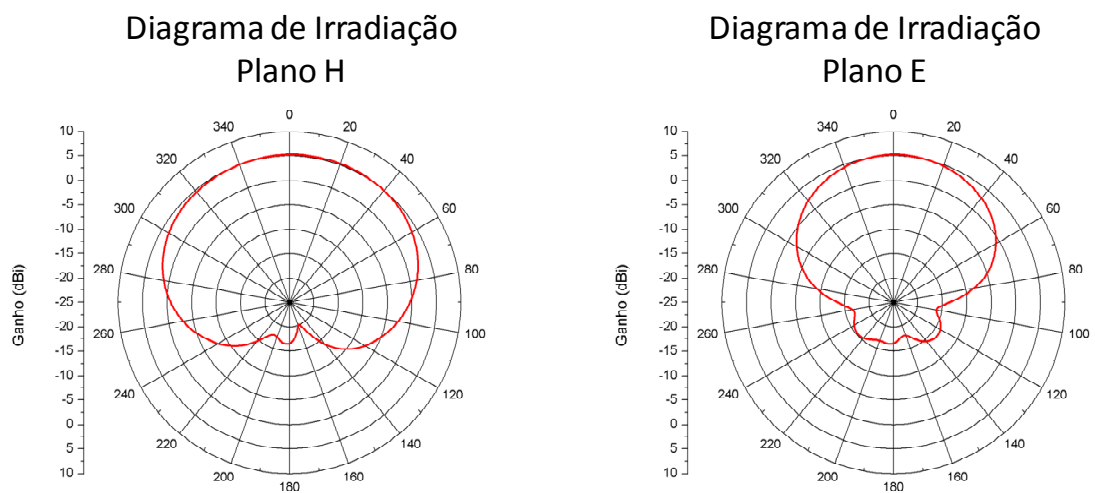


Figura 45 - Diagramas de irradiação da antena projetada.

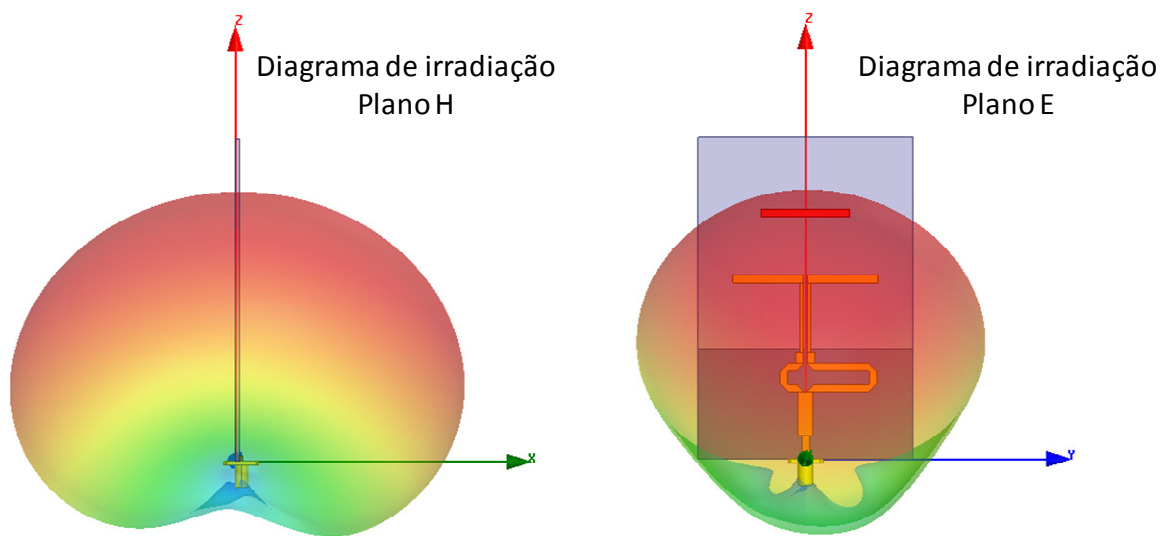


Figura 46 - Estrutura da antena junto com os digramas de irradiação.

A antena apresentou características de banda larga. A faixa de passagem inicia-se em 1,9 GHz e termina em 2,73 GHz, o que resulta em uma largura de banda de 34,58%. O ponto de mínimo é dado em 1,95 GHz onde o coeficiente de reflexão é -21,6 dB. Em 2,4 GHz o coeficiente de reflexão é -12,7 dB (Figura 47).

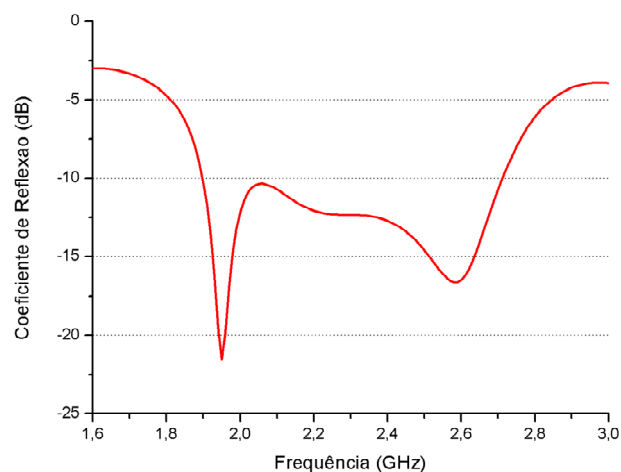


Figura 47 - Coeficiente de reflexão da antena projetada.

A geometria final da antena, as dimensões otimizadas, com base nas definições mostradas na Figura 48, encontram-se listadas abaixo:

- Linha de alimentação: $L_{li} = 8,74$ mm e $W_{li} = 2,86$ mm;
- Transformador $\lambda/4$: $L_{tr} = 16$ mm e $W_{tr} = 5,4$ mm;
- Balun: $L_1 = 23,96$ mm, $L_2 = 6,9$ mm, $L_3 = 5,4$ mm e $W_{ba} = 2,86$ mm;
- Plano de terra: $L_{pl} = 41,22$ mm e $W_1 = 80$ mm;
- Distância entre plano de terra e elemento ativo: $D_1 = 24,5$ mm;
- Distância entre elemento ativo e diretor: $D_2 = 20$ mm;
- Elemento Ativo: $L_{at} = 54$ mm e $W_{at} = 3$ mm;
- Diretor: $L_{dir} = 33,15$ mm e $W_{dir} = 3$ mm;
- Substrato: $L_{sub} = 120$ mm e $W_1 = 80$ mm.

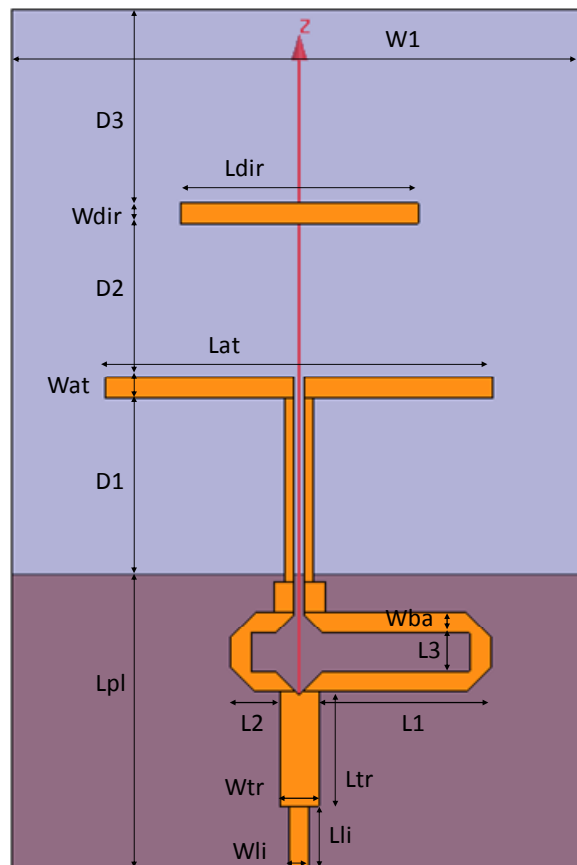


Figura 48 - Dimensões finais do projeto.

3.12 Comparação da Antena Projetada com a Antena de Capovilla

A curva do coeficiente de reflexão para a antena de Capovilla apresentou valores menores que da antena projetada nesse trabalho. Além disso, a faixa de passagem desse projeto ficou menor que da antena de referência. Por outro lado, obteve-se ganho consideravelmente maior.

A faixa de passagem da antena de Capovilla inicia-se em 1,84 GHz e se estende até 2,9 GHz, representando uma largura de banda de 44,16 % (Figura 50). Em 2,4 GHz o coeficiente de reflexão é -19,2 dB, aproximadamente 7 dB a menos que do projeto. O ganho foi elevado de 3,42 dBi para 5,27 dBi, um aumento de 1,85 dB (Figura 49). A principal contribuição do projeto foi, portanto, o aumento do ganho da antena em relação à antena de referência.

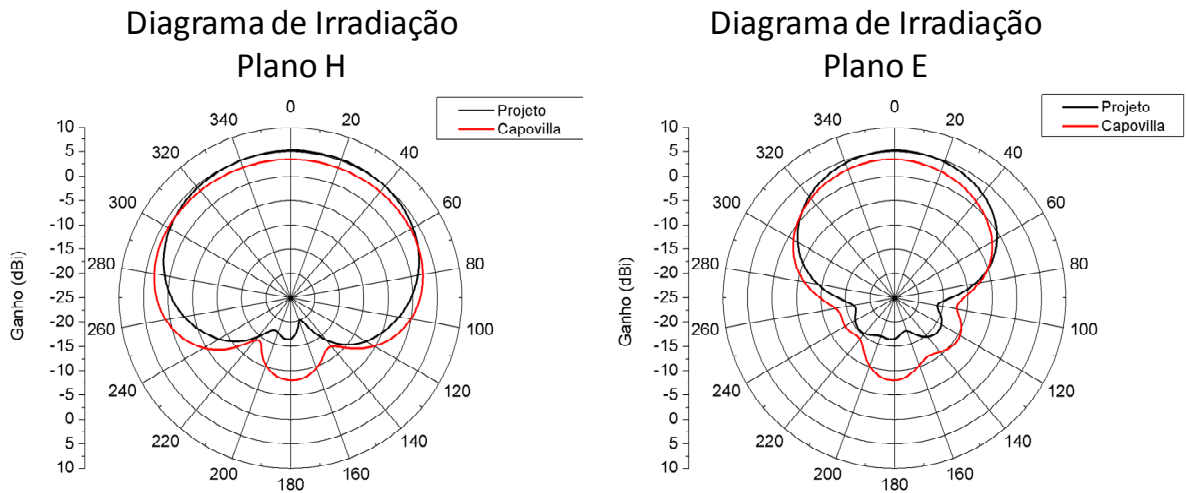


Figura 49 - Comparação dos diagramas de irradiação.

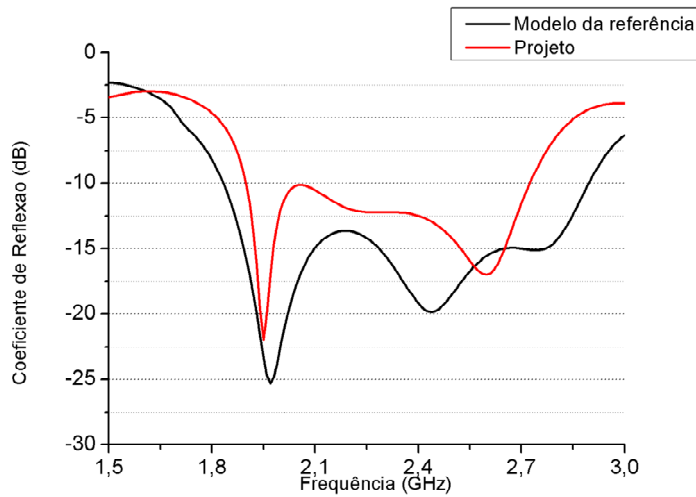


Figura 50 - Comparação da antena projetada com a antena de Capovilla.

3.13 Síntese do Capítulo

Nesse capítulo, os principais softwares usados neste trabalho foram descritos, indicando suas principais vantagens e desvantagens. Todo o projeto da antena Quasi-Yagi foi descrito passo a passo. Inicialmente, foi demonstrado o projeto de um balun para a frequência de 2,4 GHz. Também foi analisado um acoplador híbrido de 180°, o qual por fim não foi considerado como possível solução por apresentar dimensões muito grandes em relação às demais dimensões da antena.

Todo o processo de otimização dos elementos da antena foi descrito, junto foram demonstradas as curvas do coeficiente de reflexão, ganho e impedância de entrada. Diversas foram as tentativas para se chegar a uma geometria que apresentasse um ganho maior que a antena de Capovilla e mantivesse as características de banda larga.

Por fim, a antena foi simulada com a presença de um conector SMA para que os resultados fossem os mais próximos do protótipo. O ganho da antena projetada foi de 5,27 dBi e a largura de banda 34,58%.

4 ESTUDO SOBRE OS EFEITOS DE IMPERFEIÇÕES DO PROCESSO DE CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO

4.1 Introdução

O substrato usado na construção da antena projetada neste trabalho (FR4) é um material barato, porém com baixa confiabilidade em termos de seus parâmetros elétricos. Suas características podem variar de uma placa para outra. Como por exemplo, Farias (2011) concluiu que o FR4 utilizado tinha uma permissividade relativa de 4,1, diferentemente do valor nominal de 4,4 fornecido pelo fabricante.

Não é apenas a permissividade do material que pode ser variável, mas também a espessura tanto do substrato como da camada de cobre utilizadas no projeto podem ser diferentes das espessuras especificadas na folha de dados do laminado. Outra questão, é que a técnica de construção utilizada não apresenta precisão extremamente elevada. Desta forma, quando da construção do protótipo, podem ocorrer imperfeições na geometria, como largura das linhas diferente dos valores simulados. Outra fonte de erros é o desalinhamento entre as duas camadas de cobre que compõem a estrutura projetada.

Para avaliar os efeitos dessas imperfeições no desempenho da antena, um estudo paramétrico analisando o comportamento da antena foi conduzido. Os efeitos de cada parâmetro sobre as características elétricas do protótipo serão discutidos a seguir.

4.2 Efeito da Variação da Espessura H

O primeiro estudo foi feito variando-se a espessura do substrato (Figura 51), analisando-se as curvas de ganho e coeficiente de reflexão da antena em função da frequência. A espessura nominal do laminado utilizado para o projeto foi $H=1,6$ mm. Nas simulações paramétricas, esse parâmetro foi variado de 1,5mm a 1,7mm.

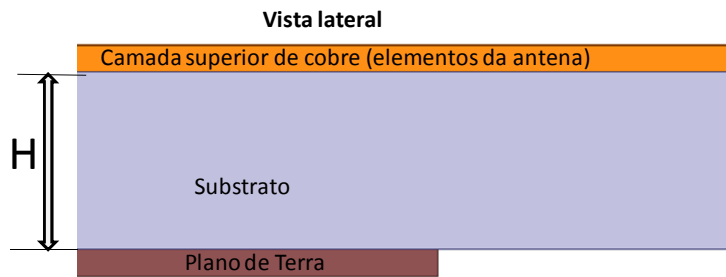


Figura 51- Vista lateral demonstrando o parâmetro (H) variado na simulação.

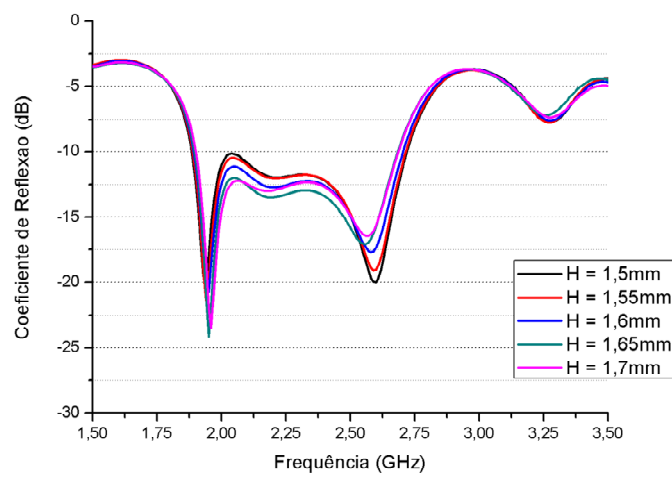


Figura 52 – Coeficiente de reflexão para diferentes valores de H.

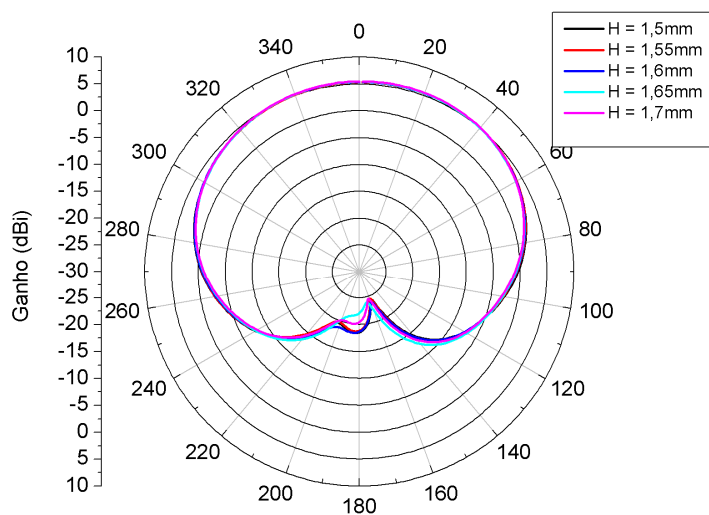


Figura 53 – Ganho para diferentes valores de H.

Para diferentes valores de espessura do substrato o ganho se manteve aproximadamente constante, em torno de 5,37 dBi (Figura 53). O ganho mínimo foi 5,31 dBi, para $H=1,5\text{mm}$, e o máximo foi 5,47 dBi para $H=1,7\text{mm}$. O coeficiente de reflexão sofreu uma maior influência, embora também pequena se considerado o nível percentual de potência refletida. Percebe-se que a espessura mais fina (1,5mm) apresentou um maior coeficiente de reflexão para frequência entre 1,8 GHz até 2,5 GHz. Depois de 2,5 GHz até o fim da faixa de passagem, próximo a 2,7 GHz o menor coeficiente de reflexão foi da espessura mais fina, e o maior coeficiente da espessura mais espessa (Figura 52).

Na frequência de 2,4 GHz o melhor desempenho se deu com o substrato de espessura $H=1,65\text{mm}$, ficando o coeficiente de reflexão 1 dB abaixo da curva do projeto ($H=1,6\text{mm}$).

4.3 Efeito da Variação da Espessura da Camada de Cobre t

Outro parâmetro que pode variar de placa para placa de FR4 é a espessura das camadas de cobre (t) (Figura 54), superior e inferior. O valor usado no projeto da antena Quasi-Yagi foi $t = 17 \mu\text{m}$, mas nas referências encontra-se FR4 com diferentes espessuras, por exemplo, Brianeze (2008) usou $t = 15\mu\text{m}$.

Neste tópico, foi estudado através de simulações o comportamento do protótipo para diferentes espessuras das camadas de cobre. Começou-se a variação do parâmetro com $t = 10 \mu\text{m}$, e aumentou-se este valor a um passo de $10 \mu\text{m}$ até $t = 40 \mu\text{m}$, mantendo todas as outras dimensões constantes.

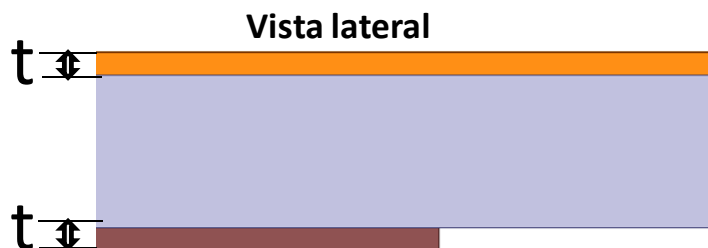


Figura 54 - Vista lateral demonstrando o parâmetro (t) variado na simulação.

Vendo as curvas do coeficiente de reflexão (Figura 55) e o diagrama de ganho (Figura 56), fica claro que as espessuras das camadas de cobre não são fatores cruciais para garantir bom desempenho da antena Quasi-Yagi construída com FR4. O ganho se manteve pratica-

mente constante, com o menor valor de 5,28 dBi para $t = 10 \mu\text{m}$ e o maior foi 5,4 dBi para $t = 40 \mu\text{m}$.

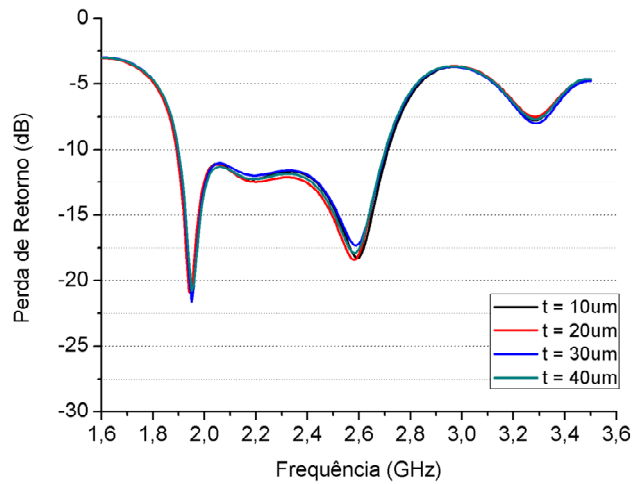


Figura 55 - Coeficiente de reflexão para diferentes espessuras das camadas de cobre.

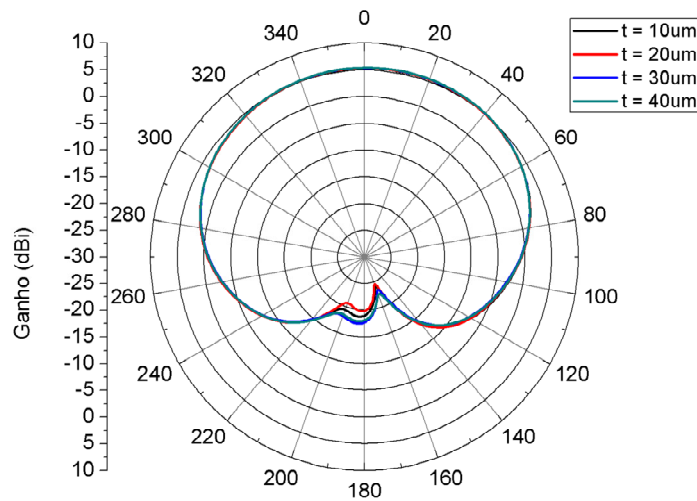


Figura 56 – Ganho para diferentes espessuras das camadas de cobre.

4.4 Efeito da Variação da Orientação relativa entre as Camadas de Cobre

As dimensões do plano de terra no projeto eram 80 mm de largura e 41,22 mm de comprimento ao longo da antena. Durante o processo de construção, houve um desalinhamento

entre o plano de terra e o balun: uma das laterais do plano de terra ficou com 41 mm e a outra com 42 mm de comprimento. A Figura 57 ilustra o defeito na construção.

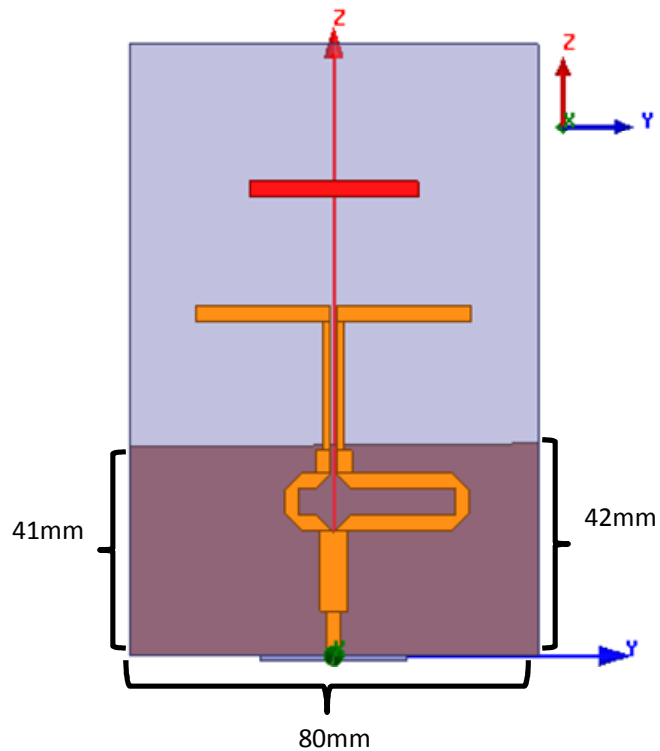


Figura 57 – Ilustração da inclinação do plano de terra.

Não tendo conhecimento do que esse defeito poderia causar no funcionamento da antena na prática, realizou-se uma simulação onde o plano de terra foi inclinado em relação à posição correta de projeto (Figura 58). A cada passo da simulação o plano de terra teve uma maior inclinação. A tabela 8 mostra os passos da simulação, e os valores de ganho para cada passo.

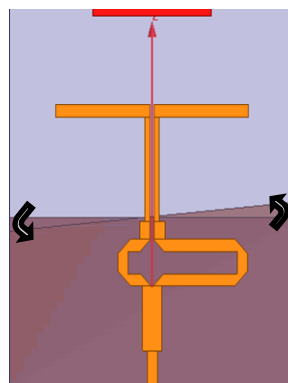


Figura 58 - Inclinação do plano de terra em relação a posição de projeto

Tabela 8
Ganho Em Relação à Inclinação do Plano de Terra (em 2,4 GHz).

Passo	Inclinação (graus)	Diferença entre os lados	Ganho
1	0	0 mm	5,37 dBi
2	1	2,84 mm	5,35 dBi
3	2	3,52 mm	5,39 dBi
4	3	4,19 mm	5,31 dBi

Olhando para os valores da Tabela 8 e o gráfico de ganho da antena (Figura 60) fica claro que mesmo para inclinações grandes, como o quarto passo da simulação, esse fator não gera grandes efeitos no funcionamento da antena. O pior caso apresentou um ganho de 5,31 dBi, tendo uma diferença de 0,6 dB para o ganho do protótipo.

As curvas do coeficiente de reflexão (Figura 59) se mantiveram praticamente constantes, tendo em alguns pontos diferenças de 2 dB somente em regiões de baixíssimo coeficiente de reflexão.

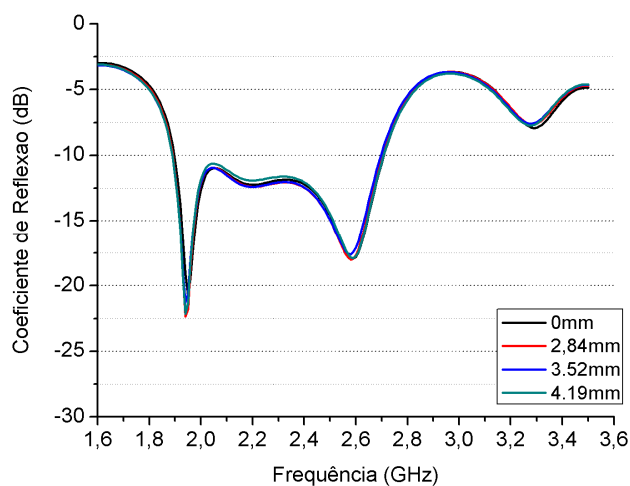


Figura 59 – Coeficiente de reflexão para diferentes inclinações do plano de terra.

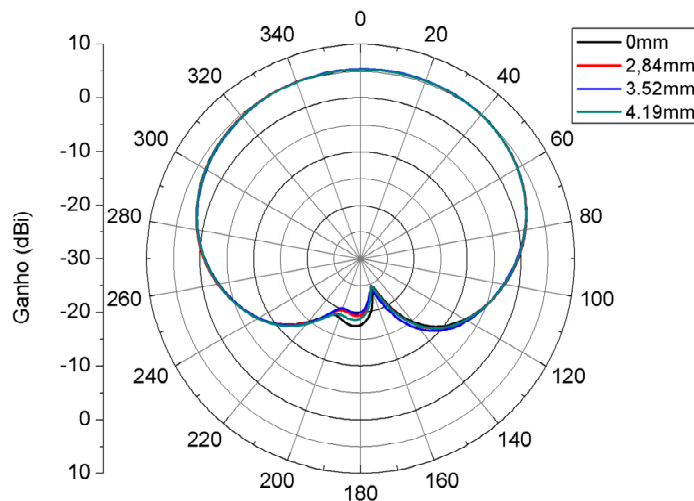


Figura 60 – Diagrama de irradiação para diferentes inclinações do plano de terra.

4.5 Efeito da Variação da Permissividade Relativa (ϵ_r)

Nessa simulação nenhuma grandeza física da antena foi modificada. Mantendo-se a geometria da antena constante, foi realizada uma simulação para entender o efeito da permissividade relativa do material no comportamento da antena.

Como já citado, no projeto considerou-se o FR4 com $\epsilon_r = 4,4$. Para essa simulação, a permissividade relativa foi variada de 4 a 5, com o passo de 0,2 a cada simulação.

As curvas do coeficiente de reflexão resultantes da variação da permissividade relativa do substrato são demonstradas na Figura 61. É possível ver que quanto maior o ϵ_r , menor o coeficiente de reflexão nas extremidades da faixa de passagem. Outra questão é que a variação na permissividade relativa resulta em um deslocamento de frequência, quanto menor a permissividade relativa do material, maior é a frequência de ressonância. O deslocamento acontece em toda a faixa de passagem.

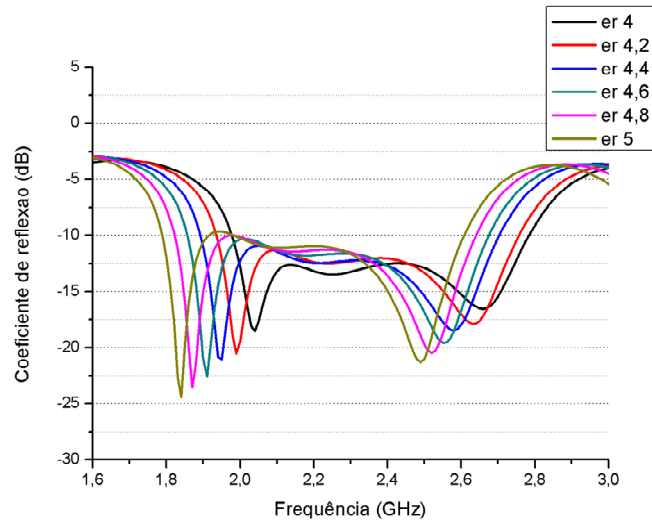


Figura 61 - Coeficiente de reflexão para diferentes permissividades relativas do substrato.

Em relação ao ganho, a variação da permissividade relativa é o parâmetro que causou maior variação. Para a permissividade relativa igual a 4, o valor de ganho foi de 5,1 dBi, sendo esse o menor valor. O maior valor resultou para $\epsilon_r = 5$, onde o ganho foi de 5,64 dBi (Figura 62).

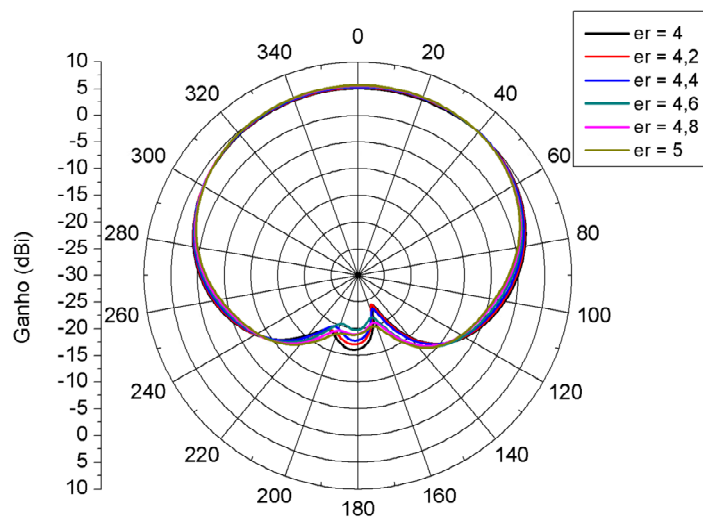


Figura 62 - Diagrama de irradiação para diferentes permissividades relativa (PE).

4.6 Síntese do capítulo

Nesse capítulo, realizou-se um estudo sobre o efeito gerado no desempenho da antena, frente a variações de alguns dos seus parâmetros, tanto físicos quanto elétricos.

Primeiramente, estudou-se o efeito da variação da espessura do substrato, onde foi possível perceber variações nas curvas do coeficiente de reflexão, uma inversão entre as curvas ocorre próximo a 2,5 GHz. A faixa de passagem permaneceu praticamente constante. O ganho apresentou uma diferença de 0,16 dB entre o maior e menor.

Outro parâmetro analisado foi à espessura das camadas de cobre. O estudo provou que a variação desse parâmetro não causa influencia no comportamento da antena. O desalinhamento da camada inferior com a superior também não demonstrou causar grandes efeitos no comportamento da antena.

Por fim, analisou-se o comportamento da antena frente à variação da permissividade relativa. A permissividade relativa afeta a frequência de operação. Foi observado um deslocamento na faixa de passagem. Aumentando-se a permissividade relativa do substrato, desloca-se a faixa de passagem para frequências mais baixas.

5 CONSTRUÇÃO DA ANTENA

5.1 Introdução

Todo o processo de construção do protótipo foi realizado no Laboratório de Eletrotécnica da Unipampa Campus Alegrete. O método utilizado foi o método de transferência térmica [19].

Nesse capítulo é visto o material necessário e os principais passos para a construção de uma antena Quasi-Yagi.

5.2 Material

Abaixo é fornecida a lista dos materiais utilizados (Figura 63) para a construção do protótipo:

- Uma placa de FR4 de dimensões próxima a 15 cm x 15 cm;
- Álcool etílico;
- Algodão;
- Uma impressora laser e papel fotográfico;
- Ferro elétrico;
- Esponja de aço;
- Percloroeto de ferro;
- Solda de estanho;
- Conector SMA de 50Ω.
- Fita crepe.



Figura 63 - Materiais necessários para construção do protótipo.

5.3 Primeiro Passo: Impressão da geometria

Como não é possível imprimir a geometria diretamente na placa, faz-se uso de uma impressora *laser* e um papel fotográfico. Em um primeiro momento imprime-se a geometria no papel fotográfico, para que em um segundo momento seja transferido o desenho do papel para a placa de FR4. É muito importante usar a máxima resolução da impressora. Assim, certifique-se que na hora da corrosão a parte de interesse estará protegida.

5.4 Segundo Passo: Limpeza da placa de FR4

Para que o toner seja transferido do papel fotográfico para a placa, é necessário que a superfície de cobre esteja completamente limpa. Usando a esponja de ferro, limpa-se a superfície por completo, e, em seguida, com algodão e álcool, remove-se as impurezas que ficaram sobre a superfície.

5.5 Terceiro Passo: Transferência da geometria para a placa

Com a placa completamente limpa, fixa-se o laminado na mesa. Recomenda-se o uso de fita crepe, pois suporta maiores temperaturas. Em seguida, fixa-se o papel com o lado da geometria impressa para baixo.

Com o ferro elétrico pressiona-se a folha contra a placa por alguns minutos. Desse modo, o toner descola da folha e agrega-se ao cobre da placa. Em seguida, mergulha-se na água a placa de FR4 para que a folha se descole.

Por fim se obtém a placa de FR4 com a geometria da antena presente, pronta para ser corroída (Figura 64).



Figura 64 - Placa de FR4 com a geometria da antena presente.

5.6 Quarto Passo: Corrosão da Placa

A corrosão é feita mergulhando-se a placa em solução de perclorato de ferro. Após alguns minutos, retira-se a placa e limpa-se com a esponja de aço e álcool isopropílico.

A parte inferior da placa que conterà o plano de terra pode ser corroída simultaneamente com a parte superior. Para isso, é necessário que se repita todos os processos anteriores para a parte inferior antes da corrosão. Para a construção, mediu-se a dimensão do plano de terra e cobriu-se a placa com fita crepe até a altura onde o plano de terra termina. Assim, durante o processo de corrosão, o plano de terra fica protegido e o restante do cobre da parte inferior é removido.

5.7 Quinto Passo: Solda do Conector

Por fim, corta-se as bordas desnecessárias de substrato, e solda-se o conector. O pino interno é soldado na linha de alimentação, e a parte externa do conector é soldada ao plano de terra. O resultado final é visto na Figura 65 e Figura 66.

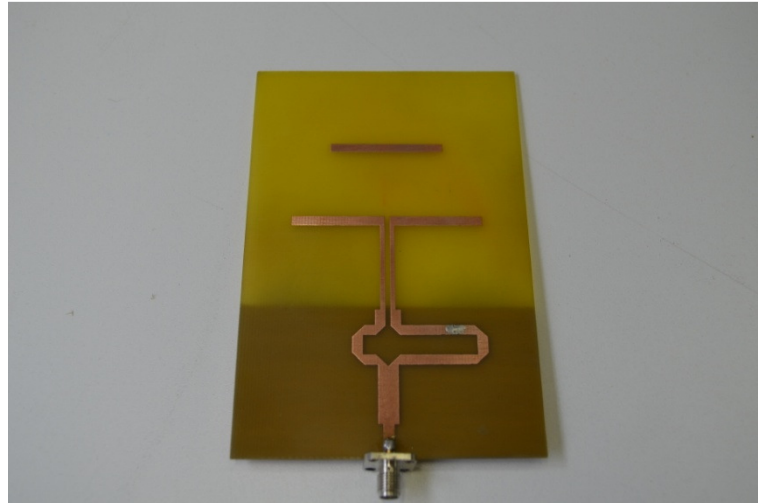


Figura 65 – Vista superior do protótipo da antena Quasi-Yagi.

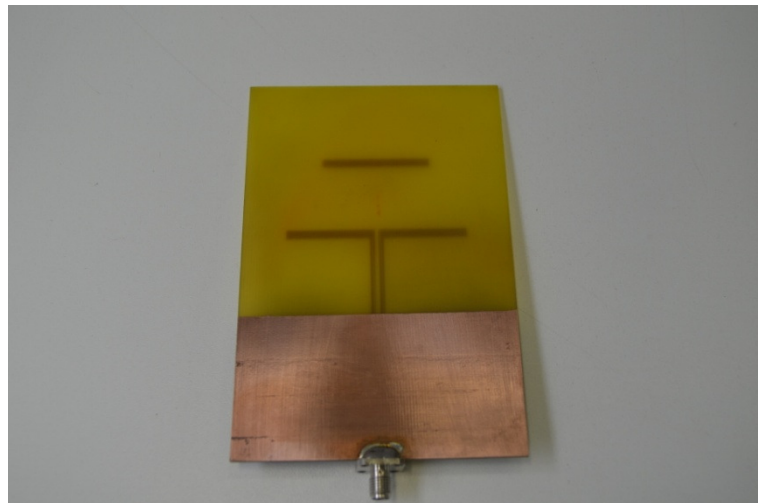


Figura 66 - Vista inferior do protótipo da antena Quasi-Yagi.

A curva do coeficiente de reflexão do protótipo construído e projetado nos itens anteriores foi obtida através do analisador de redes. Comparando a curva medida com a simulada, nota-se concordância muito boa entre os resultados. A faixa de passagem do protótipo vai de 1,93 GHz a 2,76 GHz, resultando em uma largura de banda de 34,58% (Figura 67). Após análise das curvas, verificou-se um pequeno desvio de frequência, sendo que a característica do

protótipo ficou deslocada em 30 MHz acima da curva teórica. Como a faixa de operação da antena é larga, e a frequência de interesse (2,4 GHz) se encontra no centro dessa banda, esse deslocamento praticamente não influencia no funcionamento da antena.

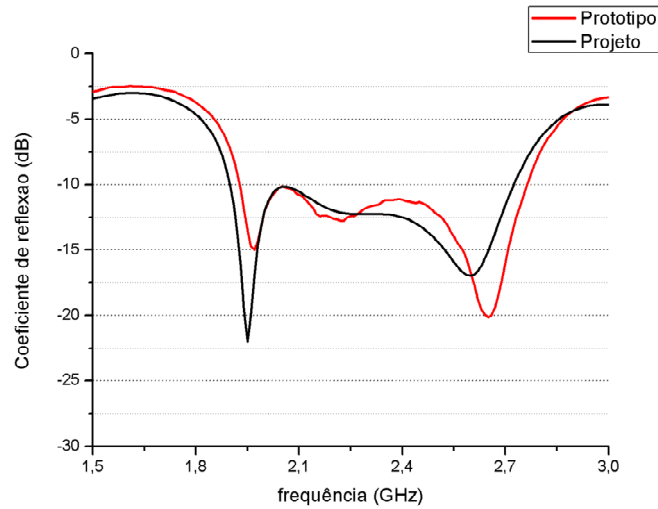


Figura 67 - Comparação das curvas do coeficiente de reflexão.

Fazendo um comparativo do coeficiente de reflexão medido com o estudo da permissividade relativa, nota-se que a curva medida tem um comportamento mais semelhante à curva resultante da permissividade relativa igual a 4,2, o que sugere que a permissividade do material é menor que o valor usado no projeto da antena, 4,4 (Figura 68).

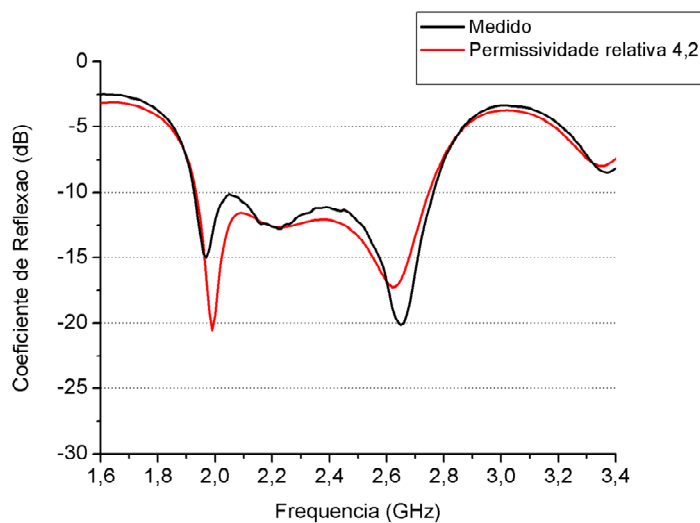


Figura 68 - Comparação do coeficiente de reflexão medido com a simulação da permissividade relativa igual a 4,2.

6 CONCLUSÕES

Nesse trabalho uma antena Quasi-Yagi foi estudada, projetada e construída. Foi visto que uma antena dessa geometria combina as características das antenas impressas com as características da antena Yagi-Uda, resultando em uma antena de baixo peso, baixo custo, perfil aerodinâmico, entre outras vantagens das antenas impressas, porém com banda de operação típica das antenas Yagi-Uda.

O projeto da antena Quasi-Yagi foi composto pela otimização de seus elementos, sempre em busca do maior ganho, mas mantendo a antena com característica de banda larga. Por fim, chegou-se a uma geometria que apresentou uma faixa de passagem de 1,9 - 2,73 GHz. Em 2,4 GHz, o coeficiente de reflexão ficou em -12,64 dB e o ganho 5,26 dBi.

Também foi projetado um divisor híbrido de 180°, que apresentou melhores resultados em relação ao balun. No entanto, optou-se por não utilizá-lo por apresentar dimensões grandes em comparação ao restante da geometria da antena.

Um protótipo foi construído e caracterizado experimentalmente, onde foi verificada grande concordância entre os valores teóricos de projeto e as medições. A curva do coeficiente de reflexão do protótipo está deslocada de 30 MHz em relação à curva de projeto. Essa diferença pode ser atribuída à diferença da permissividade relativa do material usada para as simulações e o valor real do laminado utilizado para construção do protótipo. A faixa de passagem do protótipo foi de 1,93 - 2,76 GHz, resultando em uma largura de banda de 34,58%.

Para trabalhos futuros, sugere-se:

- Estudos de novas configurações para o elemento ativo da antena.
- Estudo da relação do comportamento da antena em relação ao número de diretores.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] IEEE Std 145-1983 (1983). “IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas, IEEE Trans Antennas and Propagation”, Vol. AP-31, No. 6.

[2] ANATEL (2013). “Norma para certificação e homologação de antenas para uso em aplicações ponto-a-ponto”. Disponível em:

<<http://sistemas.anatel.gov.br/SACP/Contribuicoes/TextoConsulta.asp?CodProcesso=C1597&Tipo=1&Opcao=>>. Acesso em: 28 de fev. 2013.

[3] Rios, L. G., Perri, E. B. (2002). “Engenharia de Antenas”, 2º edição, São Paulo, Edgard Blucher LTDA.

[4] Balanis, C. A. (1996). “Antenna Theory: Analysis and Design”, John Wiley & Sons.

[5] Medeiros, J. C. O (2007). “Princípios de Telecomunicações – Teoria e Prática”. Érica: Segunda edição.

[6] Costa, F. C. (2006). “Uma nova proposta de antenas Quasi-Yagi banda larga para comunicações sem fio”, dissertação de mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte – Natal.

[7] Ribeiro, A. S. (2004). “Projeto de circuitos chaveadores com diodos pin para antenas Quasi-Yagi ativas aplicado às comunicações móveis”, dissertação de mestrado, Universidade Estadual de Campinas – Campinas.

[8] Deschamps, G. A. (1953). “Microstrip microwave antennas, Apresentado no 3” USAF Symposium on Antennas .

- [9] Gutton, H. e Baissinot, G. (1955). “Flat aerial for ultra-high frequencies”, Patente Francesa No.703113 .
- [10] Howell, J. Q. (1972). “Microstrip antennas”, IEEE AP-S International Symposium Digest pp. 177–180.
- [11] Munson, R. E. (1974). “Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays”, IEEE Trans. on antennas and Propagation 22: 74–78.
- [12] Roger, L. H. (2011). “Viabilidade da Ampliação do Alcance de Rádio-Enlace entre uma Central e Sensores de Nível de Água em Lavouras de Arroz”, trabalho de conclusão de curso, Universidade Federal do Pampa – Alegrete.
- [13] Uda, S. (1926). “Wireless Beam of Short Electric Waves”, J. IEE (Japão), pp. 273-282.
- [14] Yagi, H. (1928). “Beam Transmission of Ultra Short Waves”, Proceedings of the IEEE, vol. 16, nº 6, pp. 715-741.
- [15] Fusco, V. F. “Teoria e Técnicas de Antenas: Princípios e prática”. São Paulo: Bookman, 253 p.
- [16] Qian, Y. e Itoh, T. (1997). “A broadband uniplanar microstrip-to-cps transistion”, AMPC S97 - Asia-Pacific Microwave Conference 03: 609–612.
- [17] Qian, Y.; Deal, W. R.; Kaneda, N.; Itoh, T. (1998). “Microstrip fed quasi-Yagi antenna with broadband characteristics”, Electron Lett., vol. 34, nº 23 pp. 2194-2196.
- [18] Brianeze, J. R (2008). “Um novo tipo de antena para radar aerotransportado: Yagi tridimensional”, dissertação de mestrado, Universidade Estadual de Campinas – Campinas.
- [19] Bernard, L. Z (2013). “Como fazer placas de circuito impresso pelo método de transferência térmica”. Disponível em: <www.zampar.com.br>. Acesso em: 28 de fev. 2013.
- [20] Capovilla, C. E. (2004). “Antenas planares aplicadas às comunicações móveis de últimas gerações utilizando elementos Quasi-Yagi”, dissertação de mestrado, Universidade Estadual de Campinas – Campinas.

[21] Pozar, D. M. (2011). “Microwave Engineering”. Quarta edição, 752 p.

[22] Heckler, M.V.T. ; Greda, L. A. ; Dreher, A. (2008). “Analysis of a navigation antenna installed on a civil airplane”. 2008 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium - AP-S, San Diego - CA.

APÊNDICE A

Transformador de um quarto de onda.

O transformador de um quarto de onda (Figura 69) é um artifício utilizado para casar impedâncias. Podemos entender um transformador de um quarto de onda como uma linha de transmissão que possui o comprimento igual a $\lambda/4$, sendo λ o comprimento da onda transmitida, e com impedância devidamente escolhida para que a impedância característica da linha de transmissão seja igual à impedância da carga [21].

A equação que representa a impedância de entrada (Z_{in}) em uma linha de transmissão é:

$$Z_{in} = Z_1 \frac{R_L + jZ_1 \tan \beta l}{Z_1 + jR_L \tan \beta l} \quad (1)$$

Sendo $\beta = 2\pi/\lambda$, e $l = \lambda/4$, teremos que $\beta l = \pi/2$. Aplicando estes valores à equação (1), teremos,

$$Z_{in} = Z_1 \frac{R_L + jZ_1 \tan \pi/2}{Z_1 + jR_L \tan \pi/2} = \frac{Z_1^2}{R_L} \quad (2)$$

Ou seja,

$$Z_{in} = \frac{Z_1^2}{R_L} \quad (3)$$

Simplificando a equação (3) resulta na equação do transformador de um quarto de onda,

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 R_L} \quad (4)$$

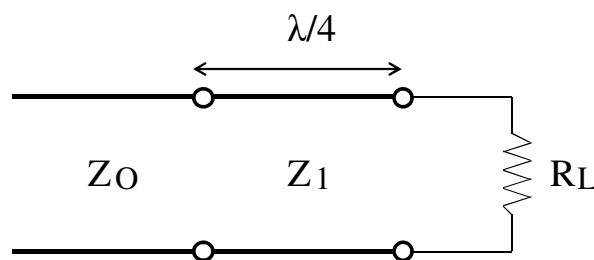


Figura 69 - Transformador de um quarto de onda.