

**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS**  
**FACULDADE DE TECNOLOGIA**

Autor: Marcus Grilo

**Uma Antena de Banda Dupla para RFID**

Limeira, 2012.

Marcus Grilo

# **Uma Antena de Banda Dupla para RFID**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado da Faculdade de Tecnologia da Universidade Estadual de Campinas, como requisito para a obtenção do título de Mestre em Tecnologia.

Área de Concentração: Tecnologia e Inovação

Orientador: Prof. Dr. Francisco José Arnold  
Co-orientador: Prof. Dr. Leonardo Lorenzo  
Bravo Roger

Limeira  
2012

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA POR SILVANA MOREIRA DA SILVA SOARES –  
CRB-8/3965  
BIBLIOTECA UNIFICADA FT/CTL  
UNICAMP

Grilo, Marcus, 1987-  
G879a Uma antena de banda dupla para RFID / Marcus  
Grilo. – Limeira, SP : [s.n.], 2012.

Orientador: Francisco José Arnold.  
Coorientador: Leonardo Lorenzo Bravo Roger.  
Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de  
Campinas, Faculdade de Tecnologia.

1. Antenas dipolos. 2. Antenas impressas. 3. Sistemas  
de comunicação em banda dupla. I. Arnold, Francisco  
José. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade  
de Tecnologia. III. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em inglês: A dual band antenna for RFID

Palavras-chave em inglês (Keywords):

- 1- Dual band
- 2- Antenna dipole
- 3- Microstrip antenna

Área de concentração: Tecnologia e Inovação

Titulação: Mestre em Tecnologia

Banca examinadora: Francico José Arnold, Marcos Sérgio Gonçalves, Antônio Manuel  
Ferreira Frasson

Data da Defesa: 14-02-2012

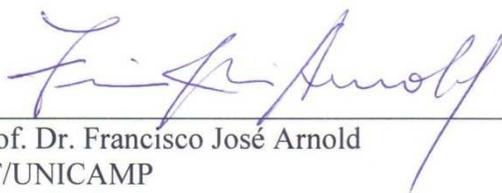
Programa de Pós-Graduação em Tecnologia

## DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Uma Antena de Banda Dupla para RFID

**Autor:** Marcus Grilo

A Banca Examinadora composta pelos membros abaixo aprovou esta Dissertação:



---

Prof. Dr. Francisco José Arnold  
FT/UNICAMP



---

Prof. Dr. Marcos Sergio Gonçalves  
FT/UNICAMP



---

Prof. Dr. Antônio Manoel Ferreira Frasson  
CT/UFES

## **Dedicatória**

*Dedico este trabalho primeiramente a Deus por ter-me dado forças e sabedoria, aos meus familiares pelo amor, apoio e compreensão e em especial: a meus pais, Marcos e Vanda, que me possibilitaram chegar até aqui, a minha irmã Daniele e a minha sobrinha Isabelle, por todo amor e carinho.*

## **Agradecimentos**

Agradeço primeiramente a Deus, pelo seu imenso amor, por estar comigo em todos os momentos, por me conceder oportunidades e meios de realizá-las.

Quero agradecer a Nossa Senhora de Aparecida pela sua proteção, pela sua intercessão, por sua presença de mãe que acolhe, que cuida, que ama.

Agradeço a minha família por ter me ajudado a superar todos os obstáculos para que eu pudesse concluir este trabalho, em especial a papai e mamãe.

À Universidade Estadual de Campinas, pela competência e incentivo à pesquisa.

Ao Prof. Dr. Francisco José Arnold, meu orientador, que enriqueceu meus conhecimentos e despertou em mim um senso crítico mais aguçado através de suas sugestões ao longo do desenvolvimento da pesquisa, por suas valiosas orientações, apoio e amizade desde os tempos da iniciação científica.

Ao Prof. Dr. Leonardo L. Bravo Roger, meu co-orientador por seu permanente interesse, por sua enorme paciência e pela sua pronta disponibilidade, apoio e amizade.

Ao Prof. Dr. Marcos Sérgio Gonçalves pelas dúvidas tiradas e ajudas ao longo dessa dissertação.

A Profa. Talia Simões dos Santos pela amizade.

A Profa. Dra. Bianca pela oportunidade de estágio docente na FCA.

Ao Eng. Rodrigo Luis Ximenes pela amizade, convívio e incentivo ao longo desses 5 anos de Unicamp. Pelas idas juntos na academia, tênis no fim de semana, trilhas e a “máfia do mamão”.

Ao Eng. João Francisco Viana pela grande força e pipocas.

Ao pessoal do “*bike na lama*” pelas trilhas cansativas, em especial ao Felipe Coji e Edgar (Tecnologia EDROD) pela amizade.

Aos bolsistas do Laboratório de Telecomunicações pela amizade (Adriano, Simenar, Artur e Igor).

As secretarias da pós-graduação Karen e Fátima pela parte burocrática da bolsa e amizade.

Ao amigo Angelo Moreti pelas ajudas na busca de referências.

Aos demais Professores da divisão de Telecomunicações pela minha formação.

A todos aqueles que de forma direta ou indireta colaboraram para a realização desta dissertação, meu agradecimento.

A Capes pelo apoio financeiro.

*“As leis da matéria são aquelas que nossas mentes devem fabricar, e as leis da mente são aquelas fabricadas pela matéria”*

*James Clerck Maxwell*

## Resumo

Este trabalho apresenta a análise, o projeto e a construção de uma antena de banda dupla para as faixas de frequências de 915MHz e 2,45GHz, para aplicação em sistemas RFID. A antena é impressa em um substrato de fibra de vidro e possui estrutura dipolar. Os elementos radiadores estão em faces opostas do substrato o que resulta em baixa capacitância do dispositivo. As simulações computacionais, realizadas no programa HFSS, apresentaram boa concordância com os resultados experimentais. Os resultados mostraram importantes vantagens conseguidas com a antena desenvolvida, tais como estrutura simples e independência e facilidade de sintonia. Além disso, os parâmetros característicos (perda de retorno e ganho) de desempenho da antena são bastante satisfatórios. Propostas para trabalhos futuros também são apresentadas.

*Palavra Chave:* Banda dupla; Antena dipolo; Antena microfitita.

## **Abstract**

This paper presents the analysis, design and construction of a dual band antenna for the frequency bands 915 MHz and 2.45 GHz, for use in RFID systems. The antenna is printed on a substrate of fiberglass and has a dipolar structure. The radiator elements are on opposite faces of the substrate which results in low capacitance of the device. Computer simulations, carried out in the program HFSS, in good agreement with experimental results. The results showed important advantages achieved with the antenna developed, such as simple structure, independence and ease of tuning. Moreover, the characteristic parameters (return loss and gain) antenna performance are quite satisfactory. Proposals for future work are also presented.

*Keywords:* Dual band; Antenna dipole; Microstrip antenna.

## Lista de Figuras

2.1:	Estrutura de uma antena impressa retangular.....	10
2.2:	Formas básicas de elementos irradiadores.....	10
2.3:	Sistemas de coordenadas esféricas.....	13
2.4:	Diagramas principais de uma antena de microfita.....	13
2.5:	Critério de determinação de largura de banda.....	16
2.6:	Diagrama de radiação típico de uma antena e seu ângulo de meia potência.....	17
2.7:	Uma onda polarizada linearmente.....	17
2.8:	Variação típica de resistência e reatância de uma antena de microfita em função da frequência.....	19
2.9:	Alimentação por cabo coaxial.....	21
2.10:	Alimentação por linha de microfita.....	22
2.11:	Linha de microfita.....	23
2.12:	Antena alimentada por acoplamento eletromagnético.....	24
2.13:	Esquema de ligação de linha desbalanceada a carga balanceada.....	24
2.14:	<i>Balun</i> tipo bazuca.....	25
2.15:	<i>Balun</i> tipo trombone.....	26
2.16:	<i>Balun</i> tipo <i>taper</i> .....	26
3.1:	Dipolo impresso alimentado por uma linha de transmissão de microfita.....	31
3.2:	Configuração do primeiro experimento do arranjo.....	33
3.3:	Configuração da antena proposta formado por um arranjo de dipolos.....	34
3.4:	Estrutura impressa no papel transfer.....	35
3.5:	Prensa utilizada para aquecimento.....	36
3.6:	Solução de percloreto de ferro.....	37
3.7:	Final do processo de corrosão.....	37
3.8:	Processo de solda.....	37
3.9:	Antena finalizada.....	38
3.10:	Analisador de rede utilizado.....	38
3.11:	Cortes introduzidos na antena.....	40

4.1:	Perda de retorno simulada da antena do Exp.1.....	41
4.2:	Perda de retorno simulada da antena do Exp.2.....	43
4.3:	Perda de retorno simulada em 915MHz e 2,45GHz.....	43
4.4:	Perda de retorno em função do comprimento $L_2$ nas bandas de interesse.....	44
4.5:	Ganho simulado da antena nas duas bandas de interesse.....	45
4.6:	Componente real e imaginária da impedância da antena nas bandas de interesse....	46
4.7:	Simulação do campo elétrico em 915MHz.....	46
4.8:	Campo elétrico tridimensional em 915MHz.....	47
4.9:	Simulação do campo elétrico em 2,45GHz.....	47
4.10:	Campo elétrico tridimensional em 2,45GHz.....	48
4.11:	Densidade superficial de corrente em 915MHz.....	48
4.12:	Densidade superficial de corrente em 2,45GHz.....	49
4.13:	Perda de retorno simulada e medida da antena proposta.....	49
4.14:	Perda de retorno em função do comprimento $L_{10}$ nas bandas de interesse.....	50
4.15:	Desvio de frequência em função do comprimento $L_{10}$ .....	51
4.16:	Perda de retorno em função do comprimento $L_{15}$ nas bandas de interesse.....	52
4.17:	Desvio de frequência em função do comprimento $L_{15}$ .....	52
4.18:	Perda de retorno da antena cortada.....	53
4.19:	Perda de retorno na mudança de material.....	55
4.20:	Perda de retorno em função do comprimento $L_{10}$ nas bandas de interesse.....	56
4.21:	Perda de retorno em função do comprimento $L_{15}$ nas bandas de interesse....	56
4.22:	Perda de retorno simulada e sintonizada nas bandas de interesse.....	57
4.23:	Simulação do campo elétrico em 915MHz.....	58
4.24:	Campo elétrico tridimensional em 915MHz.....	58
4.25:	Simulação do campo elétrico em 2,45GHz.....	59
4.26:	Campo elétrico tridimensional em 2,45GHz.....	59
4.27:	Ganho simulado da antena.....	60
4.28:	Impedâncias da antena.....	60

## Lista de Tabelas

2.1:	Exemplos de materiais usados como substrato.....	12
4.1:	Parâmetros otimizados da antena do Exp. 1.....	42
4.2:	Parâmetros otimizados da antena do Exp. 2.....	42
4.3:	Dimensões da antena cortada do Exp. 4. ....	53
4.4:	Comparação das larguras de banda da Fig. 4.18.....	54
4.5:	Parâmetros otimizados do <i>balun</i> .....	55
4.6:	Parâmetros otimizados da antena do Exp. 5.....	57

## Lista de Abreviaturas

<b>AMC</b>	<i>Artificial Electromagnetic Conductor</i>
<b>BALUN</b>	<i>Balanced to Unbalanced</i>
<b>CAD</b>	<i>Computer Aided Design</i>
<b>DCS</b>	<i>Digital Cellular Service</i>
<b>EBG</b>	<i>Electromagnetic Bandgap</i>
<b>FDTD</b>	<i>Finite Difference Time Domain</i>
<b>FEM</b>	<i>Finite Element Method</i>
<b>GPS</b>	<i>Global Positioning System</i>
<b>GSM</b>	<i>Global System for Mobile Communications</i>
<b>HFSS</b>	<i>High Frequency Structure Simulator</i>
<b>HPBW</b>	<i>Half Power Beamwidth</i>
<b>ISO</b>	<i>International Organization for Standardization</i>
<b>MNM</b>	<i>Multiport Network Model</i>
<b>MoM</b>	<i>Method of Moments</i>
<b>PDA</b>	<i>Printed Dipole Antennas</i>
<b>RFID</b>	<i>Radio-frequency identification</i>
<b>RSSF</b>	<i>Rede de Sensores Sem Fio</i>
<b>UHF</b>	<i>Ultra High Frequency</i>
<b>WLAN</b>	<i>Wireless Local Area Network</i>

# SUMÁRIO

<b>Capítulo 1 – INTRODUÇÃO.....</b>	<b>1</b>
1.1 Desenvolvimento da Comunicação Sem Fio.....	1
1.2 Motivações.....	3
1.3 Objetivos.....	4
1.4 Contribuições.....	4
1.5 Revisão Bibliográfica.....	5
1.6 Organização da Dissertação.....	7
<b>Capítulo 2 – FUNDAMENTOS TÉORICOS.....</b>	<b>9</b>
2.1 Antenas Microfita.....	9
2.2 Parâmetros de Desempenho de Antenas.....	12
2.2.1 Diagrama de Irradiação.....	12
2.2.2 Diretividade e Ganho.....	14
2.2.3 Eficiência.....	14
2.2.4 Perda de Retorno e Largura de Banda.....	15
2.2.5 Largura de Feixe.....	16
2.2.6 Polarização.....	17
2.2.7 Impedância de Entrada.....	18
2.2.8 Fator de Qualidade.....	19
2.3 Técnicas de Alimentação.....	20
2.3.1 Alimentação Via Sonda Coaxial.....	20
2.3.2 Alimentação Via Linha de Microfita.....	22
2.3.3 Alimentação por Acoplamento.....	23
2.3.4 Baluns.....	24
2.4 Métodos de Análise de Antenas Microfita.....	27
2.4.1 Modelo Linha de Transmissão.....	28
2.4.2 Modelo da Cavidade.....	28
2.4.3 Modelo de Circuito de Multiporta.....	28
2.4.4 Método dos Momentos.....	29

2.4.5 Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo.....	29
2.4.6 Método dos Elementos Finitos.....	29
2.4.7 Programa para Projeto de Antenas.....	30
<b>Capítulo 3 – METODOLOGIA.....</b>	<b>31</b>
3.1 Projeto de um Arranjo de Antena Dipolo para 915MHz e 2.45GHz.....	31
3.1.1 Experimento 1: Simulação de um Arranjo de Dipolos a uma Linha de alimentação.....	33
3.1.2 Experimento 2: Simulação com uma Dobra do Braço do Dipolo e um <i>Balun</i> .....	33
3.1.3 Experimento 3: Fácil Ajuste de Sintonia da Antena.....	35
3.2 Fabricação da Antena de Dupla Banda para RFID.....	35
3.3 Equipamento de Medição .....	38
3.4 Estudo de Cortes e Mudança de Material do Substrato.....	39
3.4.1 Experimento 4: Cortes no Substrato.....	40
3.4.2 Experimento 5: Mudança no Material do Substrato.....	40
<b>Capítulo 4 – RESULTADOS E DISCUSSÕES.....</b>	<b>41</b>
4.1 Resultados Referente ao Experimento 1.....	41
4.2 Resultados Referente ao Experimento 2.....	42
4.3 Resultados Referente ao Experimento 3.....	50
4.4 Resultados Referente ao Experimento 4.....	53
4.5 Resultados Referente ao Experimento 5.....	54
<b>Capítulo 5 – CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS.....</b>	<b>61</b>
5.1 Conclusões.....	61
5.2 Trabalhos Futuros.....	61
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....</b>	<b>63</b>

# Capítulo 1

## Introdução

Este capítulo apresenta um breve histórico abordando o desenvolvimento da área em que está inserido esse trabalho, a telecomunicação. Apresenta o conceito de antena, o principal elemento para transmissão e recepção de informação nos dias atuais e sua importância na telecomunicação.

O projeto de antenas de microfita é introduzido e os objetivos do trabalho nesse processo são então apresentados. Ao final do capítulo, um breve resumo é apresentado do que é discutido nos capítulos subsequentes da dissertação.

## 1.1 Desenvolvimento da Comunicação Sem Fio

A capacidade de se comunicar com pessoas em movimento evoluiu bastante desde que Guglielmo Marconi demonstrou a capacidade do rádio de fornecer contato contínuo com navios navegando pelo canal inglês. A comunicação é o principal meio para transmissão e desenvolvimento de conhecimento, e é imprescindível para a evolução de uma sociedade.

Com o passar do tempo e crescente aumento das distâncias, outros meios de comunicação foram surgindo, e os sinais de fumaça e dispositivos sonoros foram substituídos por telefone, rádio, televisão e cinema. Com isso, tornou-se necessária a criação de novos canais de comunicação e de um conjunto de instrumentos tecnológicos, que tratassem grandes distâncias, surgindo assim uma nova área de estudos: a telecomunicação.

Nesse tipo de comunicação, o transmissor e receptor possui um elemento em comum, pela qual é realizado o envio e a recepção de dados, chamado antena. Antena é o dispositivo em que ocorre a transição entre o espaço livre e o meio guiado que pode ser um cabo coaxial, utilizado para transportar energia eletromagnética de uma fonte transmissora para uma antena (transmissão) ou de uma antena para uma fonte receptora (recepção) (BALANIS, 1997, KRAUS, 1983).

O embasamento teórico precursor do desenvolvimento das antenas está alicerçado na descoberta da corrente elétrica por uma força magnética por Hans Chrisitan Oersted em 1873 e na fundamentação da teoria eletromagnética publicada por James Clerk Maxwell em sua obra *Electricity and Magnetism* de 1864. As aplicações desses fundamentos propiciaram a Heinrich Hertz entre 1885 e 1887 a construção das primeiras antenas. As antenas se tornaram um dos principais instrumentos em telecomunicação e transmissão de dados sem fio.

As antenas filamentosas são as mais comumente utilizadas nos sistemas de comunicação portáteis por serem simples e de baixo custo. Conhecidas como dipolos, vários comprimentos podem ser utilizados para operar em frequências diferentes. Outro tipo de antenas são as antenas planares que podem operar em frequência dupla e fácil montagem no terminal móvel. Essa antena consiste em uma plaqueta metálica que pode ter diferentes configurações, colocadas sobre um substrato.

Algumas aplicações do sistema de comunicação sem fio, como telefones celulares, laptops, computadores e vários dispositivos de sensoriamento remoto requerem antenas planares (MEDEIROS et al., 2011). Entretanto, sistemas de alta frequência na faixa de *terahertz* vêm sendo objeto de estudo em aplicações móveis (BAREI et al., 2011). As aplicações *terahertz* proporcionam tamanho compacto da antena, ampla largura de banda e radiação elétrica de grande porte, antenas dipolos são as antenas mais comumente usadas nessa faixa (DIAO et al., 2011).

Dentre essas necessidades a tecnologia de identificação por radio frequência (RFID) ganha destaque. A tecnologia RFID foi rapidamente desenvolvida e muito utilizada recentemente (KUMAR et al., 2010). RFID é um sistema de curto alcance de comunicação sem fio que consiste de uma etiqueta, leitor, transferência de dados e processamento de subsistemas. RFID se tornou muito popular em muitas aplicações em toda a logística da indústria, distribuição, empresas de manufatura e serviços postais (RINKENZELLER, 2003).

Para estas aplicações, a antena dipolo tem vantagens especiais devido à sua estrutura simples. As antenas impressas apresentam vantagens importantes dando destaque para a configuração plana de perfil, pouco peso, o baixo custo de fabricação, a grande flexibilidade no ângulo de radiação e linhas de alimentação são construídas simultaneamente com a estrutura das antenas.

Vários tipos de projeto de antenas RFID para aplicações de banda dupla em antenas dipolo impressos (PDAs - *Printed Dipole Antennas*) têm sido estudadas para atender a crescente tendência para as técnicas de banda larga e redução de tamanho (TZE-MENG et al., 2010, KIMOUCHE & ZEMMOUR, 2011). Estes trabalhos sobre projeto de antenas RFID para aplicações de banda dupla têm aparecido combinando frequência ultra alta (UHF) e frequência de microondas. Hoje em dia, sistemas remotos RFID operam, sobretudo, em 915MHz e 2,45GHz, e projetar apenas uma antena que possa trabalhar em ambas as frequências é uma interessante contribuição.

Nessa dissertação, uma nova antena formada por um arranjo de dipolos de banda dupla é proposta. A antena é constituída por dois elementos de dipolo independente para a faixa de operação, sendo uma responsável pela frequência de 915MHz e a outra de 2,45GHz. Essas duas frequências atendem os padrões ISO (*International Organization for Standardization*) 18000-6 e 18000-4, respectivamente.

Essa antena possui uma característica peculiar, cada braço do dipolo fica em uma das faces do substrato. O interessante dessa antena é ela trabalhar em duas frequências ao mesmo tempo e possuir a característica de fácil ajuste de frequência. A antena foi otimizada, construída e analisada, objetivando sua utilização em aplicação RFID.

## 1.2 Motivações

Antenas impressas de banda dupla é um tema de atividade de pesquisa atualmente (HU, 2010, AL-JOUMAYLY, 2010). Muitas antenas de banda dupla foram desenvolvidas para atender a crescente demanda de redes sem fio portáteis para comunicação, capaz de integrar mais de um padrão de comunicação em um único sistema.

A tendência de miniaturização presente atualmente em diferentes ramos das tecnologias também atinge as antenas. O desenvolvimento tecnológico aponta para equipamentos de comunicação móveis, faz com que os projetos das antenas também sejam direcionados para aplicação multibanda. Estas aplicações alcançam telefones celulares e dispositivos de comunicação embarcados.

Sendo assim, antenas multibanda devem ser partes integrantes destes sistemas, uma vez que se tornariam compatíveis com as necessidades operacionais dos dispositivos de comunicações móveis e afins. A superação tecnológica se constitui atualmente em um grande desafio dos fabricantes dos equipamentos de telecomunicações e dos pesquisadores.

Isso indica que a antena requer não apenas a função de proporcionar uma dupla ou operação multibanda, mas também uma estrutura simples, tamanho compacto e fácil integração como circuito do sistema. Desenvolver dispositivos de dupla banda e de geometria simples representa uma importante contribuição aos sistemas de telecomunicações em geral.

## **1.3 Objetivos**

Os objetivos deste projeto compreendem:

- 1) Desenvolver uma antena para operação em duas frequências diferentes: na frequência de 915MHz e 2,45GHz;
- 2) Determinar os parâmetros de desempenho e buscar configurações adequadas ao projeto da antena, contemplando suas finalidades específicas, por meio de simulações computacionais;
- 3) Construir a antena;
- 4) Avaliar o desempenho da antena desenvolvida por meio da comparação de resultados experimentais e simulados.

## **1.4 Contribuições**

As principais contribuições deste trabalho relacionam-se a metodologia para projetos de antenas impressas de banda dupla que possuam:

- Geometria simples;
- Facilidade de fabricação mecânica e adaptação a outros substratos;

- Independência de sintonia.

O estudo desses pontos deve desencadear outras investigações que poderão subsidiar novos trabalhos de pesquisa.

## 1.5 Revisão Bibliográfica

Nos últimos anos têm-se registrado um progresso muito significativo no projeto de antenas impressas com frequências de ressonâncias múltiplas. Antenas dipolo produzem multibanda pela construção de diferentes comprimentos do radiador (FUQIANG et al., 2010, ZHANG et al., 2007, ABU et al, 2009). A antena dipolo se destaca pela geometria simples e facilidade de projeto.

A tendência no desenvolvimento de sistemas de comunicação sem fio foi em busca de um único sistema que pode acomodar as necessidades de todos os usuários. Nesses casos, uma antena capaz de operar em multibanda é altamente desejável. O projeto de antenas de banda dupla para aplicações sem fio tem recebido muita atenção. Foram sugeridas para GSM (*Global system for mobile communication*) / DCS (*Digital cellular service*) / WLAN (*Wireless local area network*) / RFID, bandas 900MHz / 1800MHz / 2,4GHz e 5,2GHz / 2,45GHz e 5,8GHz em publicações recentes (LIN & QING-XIN, 2010, ZENG & CHU, 2009).

Importante ressaltar que muitas dessas geometrias propostas para mais de uma banda foram desenvolvidas a partir de formas complexas. Isso se torna uma desvantagem para um possível ajuste de frequência em outros padrões ou adaptação a outro tipo de material dielétrico.

Na estrutura proposta por (ZENG & CHU, 2009), se utiliza da técnica de fazer pequenos cortes na antena, isso provoca o aparecimento de ressonâncias. Com isso, se consegue ressonância em 910MHz e 2,45GHz, mas essa antena possui ganhos diferentes em ambas as frequências. Esse fato se torna uma desvantagem, pois o desempenho do dispositivo em ambas as frequências é diferente.

Um dos principais objetivos de sistemas de comunicação sem fio é o projeto de antenas pequenas. Um dos recursos para isso é a utilização de geometrias fractais (KIMOUCHE & ZEMMOUR, 2011). Em (SHEN et al., 2010), um projeto de antena em forma de aranha de

dipolos foi desenvolvida para 2,4/5,2GHz com tamanho compacto. Resultados de simulação e experimentais apresentados em (SHEN et al., 2010) mostraram boa concordância uns com os outros. Isso demonstra que a tendência nos dias atuais é desenvolver novas geometrias de antenas que atendam as necessidades dos sistemas de telecomunicações.

Além de novas geometrias, novos materiais estão sendo explorados. Um exemplo é a utilização de tecidos como substrato de antenas (MORETTI, 2011). O estudo revela claramente que este material é perfeitamente utilizável no desenvolvimento de dispositivos de radio frequência, conseguindo desempenhos comparáveis com tecnologias já consagradas.

A utilização de materiais flexíveis para o projeto e construção de dispositivos de RFID é uma das características mais desejadas. A flexibilidade, de certa maneira contribui para a portabilidade dos dispositivos.

Outros materiais combinando polímero com pós-magnéticos renderam flexibilidade alta e compatibilidade mecânica com substratos flexíveis (BAYRAM et al., 2010). Tecidos condutivos cobertos com nano-tubo de carbono foram testados, a antena impressa final apresentou também alta flexibilidade com preservação da condutividade.

Materiais de alta constante dielétrica são objetos de estudos para miniaturização de dispositivos de microondas (YIH-CHIEN & ZENG, 2009, ALMEIDA et al., 2006, CARNEIRO et al., 2010). Antena desenvolvida com o material cerâmico niobato de bismuto ( $\text{BiNbO}_4$ ) foram adequados em relação á concordância entre os valores dos parâmetros medidos e simulados.

A vantagem da utilização desse material é possuir uma alta permissividade elétrica relativa, com valores compreendidos entre 40 e 50 e um alto fator de qualidade ( $Q > 1000$ ), permite aplicações em diversos dispositivos de microondas. O fator de qualidade está associado às perdas da antena. Para se obter uma antena impressa com dimensões reduzidas a uma frequência de operação específica, o uso de um substrato com uma permissividade elevada é um método eficaz.

## 1.6 Organização da Dissertação

Este trabalho está organizado da seguinte forma:

No capítulo 2, a teoria de antenas de microfita é apresentada, introduzindo assim o tipo de antena impressa que está sendo estudado. Os critérios de desempenho da antena, tais como padrão de irradiação, impedância de entrada, perda de retorno e ganho, são introduzidos para um melhor entendimento do leitor. Técnicas de alimentação de antenas de microfita e métodos de análise numérica de estruturas eletromagnéticas são também abordados.

No capítulo 3, a metodologia é apresentada mostrando os parâmetros das antenas calculados, experimentos de simulações, o equipamento de medição, a construção do protótipo da antena e ao final experimentos computacionais para outro substrato.

No capítulo 4, os resultados referentes aos experimentos do capítulo 3, são mostrados e discutidos. No capítulo 5 são apresentadas as conclusões e propostas de futuros estudos que poderão ser realizados sobre a temática deste trabalho.



## Capítulo 2

### Fundamentos Teóricos

Neste capítulo são apresentadas as antenas de microfita. Com o intuito de criar um melhor entendimento para o leitor dos experimentos que serão abordados nos próximos capítulos, alguns aspectos básicos de análise e desempenho de antenas são introduzidos, como impedância de entrada, padrão de irradiação e diretividade. Em seguida, são descritas técnicas de alimentação e os métodos de análise mais utilizados neste tipo de antena.

#### 2.1 Antenas Microfita

A configuração como é conhecida nos dias atuais para antenas de microfita foi proposta por (HOWELL, 1975) e (MUNSON, 1974). No entanto, o primeiro trabalho relacionado com esse tipo de antenas foi proposto por (DESCHAMPS, 1953). Também conhecida como antenas impressas, são construídas utilizando técnicas de fabricação de circuitos impressos de tal maneira que a camada metálica seja responsável pela irradiação. Em sua forma mais simples consiste de duas placas condutoras paralelas separadas por uma fina camada de dielétrico, denominada substrato, sendo uma das placas o elemento irradiante (*patch*) e o outro plano terra, como mostrado na Fig. 2.1.

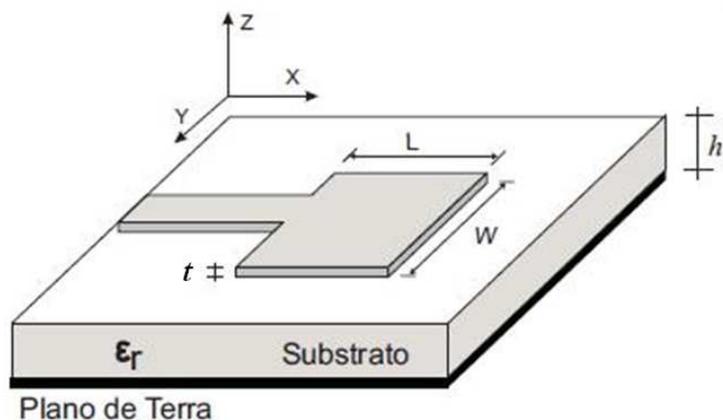


Figura 2.1: Estrutura de uma antena impressa retangular.

Na Fig. 2.1,  $W$  e  $L$  são a largura e o comprimento do *patch*,  $h$  a altura do substrato e  $\epsilon_r$  a permissividade relativa do substrato. Essa antena consiste em uma fita metálica de pequena espessura ( $t \ll \lambda$ ), onde  $\lambda$  é o comprimento de onda no espaço livre. O elemento irradiador pode assumir diferentes tipos de formatos, mas frequentemente são adotados formatos convencionais, como retângulos, círculos e quadrados. Esses formatos convencionais simplificam a análise matemática. Algumas dessas geometrias são ilustradas na Fig. 2.2.



(a) Quadrada; (b) Retangular; (c) Dipolo; (d) Circular.

Figura 2.2: Formas básicas de elementos irradiadores.

Com o avanço de tecnologias e o surgimento de aplicações sem fio, projetos de antenas de microfita foram mais explorados. O surgimento de substratos de baixas perdas e boas condições mecânicas contribuiu para a miniaturização desses dispositivos.

Além disso, as antenas de microfita têm sido muito utilizadas em radares, *GPS* (*Global Positioning System*), satélites e aplicações médicas (CHEN, 2007, KIM & SAMI, 2004).

As principais vantagens de antenas de microfita, comparadas às antenas clássicas, são:

- Baixo peso e pequeno volume;
- Baixo perfil planar, podendo adaptar-se a estruturas de diversas formas;
- Baixo custo;
- Simplicidade de fabricação;
- Facilidade de integração com outros dispositivos;
- Possibilidade de obtenção de polarização linear e circular com uma simples modificação da posição do ponto de alimentação.

No entanto existem algumas desvantagens desse tipo de antena, entre elas:

- Largura de banda estreita;
- Baixa eficiência de irradiação;
- Radiação em apenas um hemisfério;
- Radiações indesejáveis das alimentações, junções e ondas superficiais;
- Baixa capacidade de potência.

Há algumas maneiras de diminuir substancialmente algumas desvantagens. Por exemplo, maior eficiência de irradiação pode ser alcançada com a utilização de substratos de pouca espessura e de baixo valor de permissividade dielétrica, mas os elementos irradiadores ficam maiores.

O aumento de ganho pode ser obtido com a utilização de arranjos de antenas (AWAN et al., 2008). Existem numerosos substratos que podem ser usados para a confecção de antena impressa e suas constantes dielétricas são geralmente na faixa de  $2,2 < \epsilon_r < 10$ . A Tab. 2.1 mostra alguns materiais utilizados e suas propriedades: permissividade dielétrica relativa ( $\epsilon_r$ ) e perdas dielétricas ( $\tan\delta$ ).

Material	$\epsilon_r$	$\tan\delta$
<b>PTFE não reforçado</b>	2,10	0,0004
<b>PTFE com fibra de vidro</b>	2,33	0,0015
<b>PTFE reforçado com quartzo</b>	2,47	0,0006
<b>Teflon</b>	2,08	0,00037
<b>FR4</b>	4,4	0,02
<b>RT / Duroid 5880</b>	2,26	0,0018
<b>RT / Duroid 6006</b>	6,36	0,0017
<b>Epsilam 10</b>	10,3	0,0004
<b>Óxido de poliolefina</b>	2,55	0,00016
<b>ULTRALAM 2000</b>	2,50	0,0019
<b>Cerâmica de alumina</b>	9,6 – 10,1	0,0004
<b>AD/1000</b>	10,2	0,0023

Tabela 2.1: Exemplos de materiais usados como substrato (CARVER & MINK,1981).

Usando substratos finos com constantes dielétricas altas resulta em menor tamanho de antena. As desvantagens são: uma menor eficiência e menor largura de banda. Portanto, deve haver um projeto de escolha de substrato para a um bom desempenho da antena.

## 2.2 Parâmetros de Desempenho de Antenas

Tendo em vista a estrutura de uma antena de microfita, temos que analisar características eletromagnéticas, onde se incluem: diagrama de irradiação, ganho, diretividade, polarização e largura de banda.

### 2.2.1 Diagrama de Irradiação

Um diagrama de irradiação de uma antena é um gráfico tridimensional de sua irradiação na zona distante. O diagrama de irradiação de uma antena é de extrema importância para determinar a maioria das características de irradiação, tais como: tamanho e formato do feixe principal, nível de lóbulos secundários, diretividade, ganho, polarização, razão frente-costas e potência de irradiação.

Os padrões de irradiação têm formato tridimensional, mas na maioria dos casos, devido à dificuldade em reproduzi-los através de medição, são geralmente apresentados em formato bidimensional, na forma polar (SADIKU, 2001).

O sistema de coordenadas mais apropriado é o sistema de coordenadas esféricas  $(r, \theta, \phi)$ , que permite que o diagrama de irradiação seja expresso em termos da intensidade do campo elétrico. O sistema de coordenadas esféricas é mostrado na Fig. 2.3, onde  $\phi$  define o plano azimutal e  $\theta$  o plano de elevação. A Fig. 2.4 ilustra o diagrama de irradiação tridimensional de uma antena de microfita e seus planos bidimensionais polares.

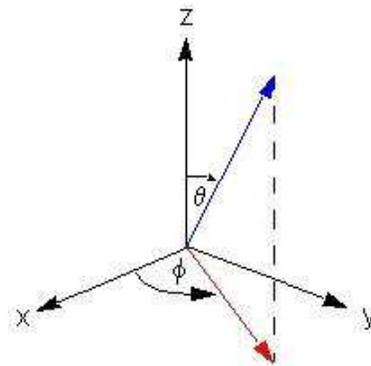
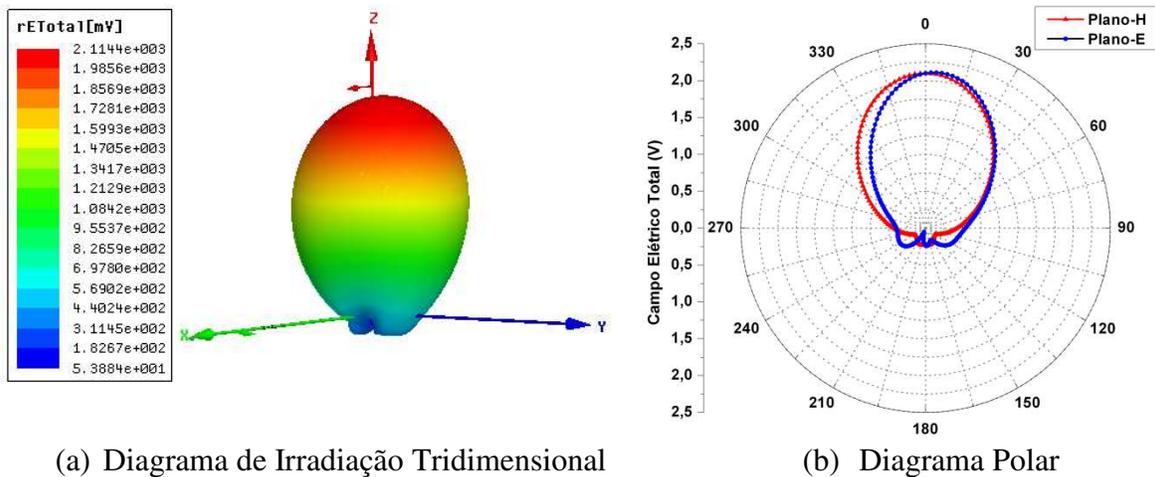


Figura 2.3: Sistemas de coordenadas esféricas.



(a) Diagrama de Irradiação Tridimensional

(b) Diagrama Polar

Figura 2.4: Diagramas principais de uma antena de microfita.

## 2.2.2 Diretividade e Ganho

Diretividade e ganho de uma antena são geralmente determinados em comparação com uma antena isotrópica ou dipolo. Uma antena isotrópica é aquela que irradia uniformemente em todas as direções do espaço, ou seja, a intensidade do campo elétrico sobre a esfera imaginária seria igual em todos os pontos.

A diretividade é a medida da "focalização" do lóbulo principal. Indica a capacidade da antena de direcionar a potência radiada. Ele é usualmente obtido como razão entre intensidade de irradiação máxima em uma determinada direção ( $U_{max}$ ) e a intensidade de irradiação média ( $U_{méd}$ ) (SADIKU, 2001).

$$D = \frac{U_{max}}{U_{méd}} \quad (2.1)$$

A diretividade pode indicar a largura do feixe irradiado pela antena. Quanto maior a diretividade menor a largura do feixe. O ganho é a medida da concentração da potência irradiada normalmente expresso em decibéis (dB) em uma determinada direção. Sendo definido como:

$$G = \eta D \quad (2.2)$$

O ganho de uma antena depende de sua diretividade ( $D$ ) e de seu rendimento ou eficiência de transmissão ( $\eta$ ). A eficiência de irradiação da antena é contida entre os valores 0 e 1.

## 2.2.3 Eficiência

A eficiência ( $\eta$ ) é medida pela razão entre potência radiada ( $P_{rad}$ ) e potência total aplicada ( $P_{aplicada}$ ), ou seja, indica quanto de potência é transmitida, dada a potência recebida. Sendo definido como (SADIKU, 2001):

$$\eta = \frac{P_{rad}}{P_{aplicada}} \quad (2.3)$$

Onde:

$$P_{aplicada} = P_{rad} + P_{diss} \quad (2.4)$$

$P_{diss}$  é a potência dissipada.

Em antenas planares, é observado que esse parâmetro depende da espessura do substrato e da permissividade relativa. Para uma antena sem perdas ( $\eta = 1$ ) o ganho é igual à diretividade.

## 2.2.4 Perda de Retorno e Largura de Banda

Quando a antena não está casada com linha de alimentação, parte de potência é refletida e essa perda que é retornada é chamada de perda de retorno. O parâmetro de perda de retorno ( $S_{11}$ ) é uma função do coeficiente de reflexão ( $\Gamma_{in}$ ) e é dado em (dB) sendo proporcional à razão entre a potência refletida da antena com a que realmente é entregue à antena pela linha de transmissão. A perda de retorno é (BALANIS, 1997):

$$S_{11}(dB) = -20 \log |\Gamma_{in}| \quad (2.5)$$

Onde:

$$|\Gamma_{in}| = \frac{V_0^-}{V_0^+} \quad (2.6)$$

$V_0^-$  é a tensão refletida e  $V_0^+$  é a tensão incidente.

A largura de banda é definida como o intervalo entre duas frequências. O critério adotado para definir a largura de banda é quando o módulo do  $S_{11} \leq -10dB$ . O valor absoluto da largura de banda é definido:

$$BW = f_2 - f_1 \quad (2.7)$$

onde  $f_2$  e  $f_1$  são, respectivamente, as frequências máxima e mínima de operação que atendem aos critérios especificados.

A Fig. 2.5 apresenta uma curva típica da perda de retorno em função da frequência de uma antena de microfita. Há também nesta figura a indicação de  $BW$ . Nessa dissertação esse critério é sempre utilizado.

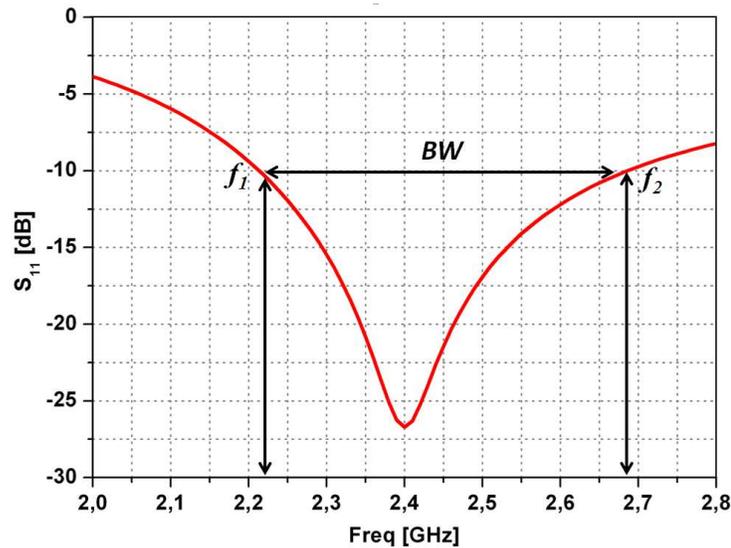


Figura 2.5: Critério de determinação de largura de banda.

## 2.2.5 Largura de Feixe

A largura de feixe é um diagrama de separação angular entre dois pontos idênticos em lados opostos. A largura de feixe mais usada é a HPBW (*Half Power Beamwidth*), ilustrado na Fig. 2.6. A largura de feixe é importante pelo fato de analisar os lóbulos laterais, isto é, à medida que a largura do feixe diminui, o nível de lóbulos laterais aumenta, e vice versa.

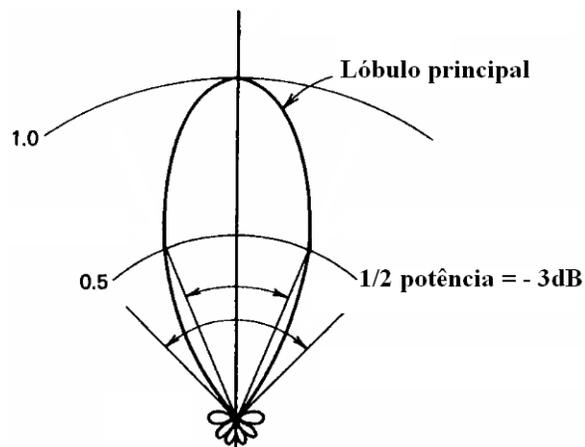


Figura 2.6: Diagrama de radiação típico de uma antena e seu ângulo de meia potência.

Existe uma relação entre a largura de feixe de uma antena e sua diretividade, quanto mais estreito o feixe, maior sua diretividade e, conseqüentemente, o seu ganho.

## 2.2.6 Polarização

A polarização de uma antena em uma dada direção é definida como a polarização da onda transmitida pela antena (BALANIS, 1997). Em uma onda eletromagnética, as orientações dos vetores campo elétrico e magnético definem, respectivamente, a polarização elétrica e magnética da onda. A Fig. 2.7 ilustra uma onda polarizada linearmente, sendo **E** campo elétrico e **H** campo magnético.

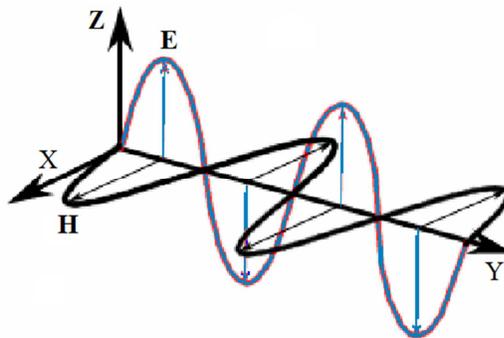


Figura 2.7: Uma onda polarizada linearmente.

Existem três tipos de polarização descritos na literatura: linear, elíptica e circular (BALANIS, 1997). Na polarização linear, o campo elétrico encontra-se na mesma direção em qualquer instante. Quando a polarização linear é vertical, o campo elétrico é vertical a uma superfície de referência (superfície terrestre), e a polarização linear horizontal, o campo elétrico é horizontal à superfície terrestre.

No caso da polarização elíptica, a projeção da extremidade do vetor campo elétrico descreve uma elipse sobre um plano normal à direção de propagação, à medida que a onda se propaga. Um caso particular da polarização elíptica é a polarização circular.

A polarização circular é um caso particular da polarização elíptica, a elipse é reduzida a um círculo e o campo elétrico pode traçar uma curva no sentido horário ou no sentido anti-horário. A rotação do campo elétrico no sentido horário é designada como polarização à direita; a rotação sentido anti-horário é designada como polarização à esquerda.

## 2.2.7 Impedância de Entrada

A impedância de entrada é definida como a impedância apresentada pela antena em seus terminais, ou a razão entre tensão e corrente em um par de terminais, ou ainda a razão entre componentes apropriadas de campos elétricos e magnéticos em um ponto (BALANIS, 1997). A impedância é normalmente expressa na forma de número complexo:

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} \quad (2.8)$$

Sendo  $R_{in}$  a parte real e  $X_{in}$  a parte imaginária.

Essas partes variam em função da frequência, sendo uma variação típica mostrada na Fig. 2.8.

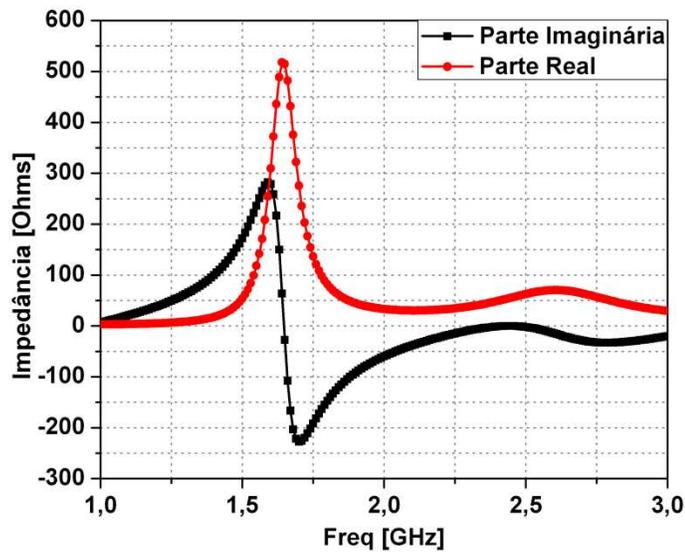


Figura 2.8: Variação típica de resistência e reatância de uma antena de microfita em função da frequência.

Normalmente a antena é concebida para que tenha uma impedância de cerca de  $50\Omega$  ou  $75\Omega$  para combinar os valores comuns de cabo coaxial disponível.

## 2.2.8 Fator de Qualidade

O fator de qualidade é um valor que está associado às perdas da antena. Em dispositivos de microondas há perdas de radiação, de condução, dielétricas e de ondas de superfície. O fator de qualidade total  $Q$  é influenciado por todas essas perdas, sendo escrito como (CARVER & MINK, 1981):

$$\frac{1}{Q_t} = \frac{1}{Q_{rad}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{sw}} \quad (2.9)$$

Onde:

$Q_t$  = fator de qualidade total;

$Q_{rad}$  = fator de qualidade devido às perdas de radiação;

$Q_c$  = fator de qualidade devido às perdas de condução;

$Q_d$  = fator de qualidade devido às perdas dielétricas;

$Q_{sw}$  = fator de qualidade devido às perdas de ondas de superfície.

Quanto maior o fator de qualidade, menores são as perdas e vice versa.

## 2.3 Técnicas de Alimentação

Diversas configurações podem ser usadas para alimentar antenas de microfita. As mais populares são por sonda coaxial, acoplamento por proximidade e linha de microfita. Em muitos sistemas radiantes há necessidade de acoplar algum elemento para diminuir a reflexão de ondas e promover o casamento de impedâncias.

A seleção de uma forma de alimentação vai depender de muitos fatores, entre eles o mais importante é o casamento de impedância. Entretanto, a forma de alimentação influencia no diagrama de radiação da antena, podendo desconfigurar o lóbulo principal, gerando lóbulos secundários que afeta a diretividade e relação frente costas (STUTZMAN & THIELE, 1998).

### 2.3.1 Alimentação Via Sonda Coaxial

A alimentação de cabo coaxial é utilizada na alimentação de antena por causa de sua simplicidade (KHIDRE et al., 2010, GHOSH & PARUI, 2010). O condutor central do cabo coaxial atravessa a camada do substrato e faz contato com o elemento irradiante enquanto condutor externo é aterrado no plano terra. Essa técnica de alimentação de cabo coaxial é mostrada na Fig. 2.9. Normalmente a posição da sonda fica em um ponto sobre o *patch*, onde a impedância da antena está perto de  $50\Omega$ .

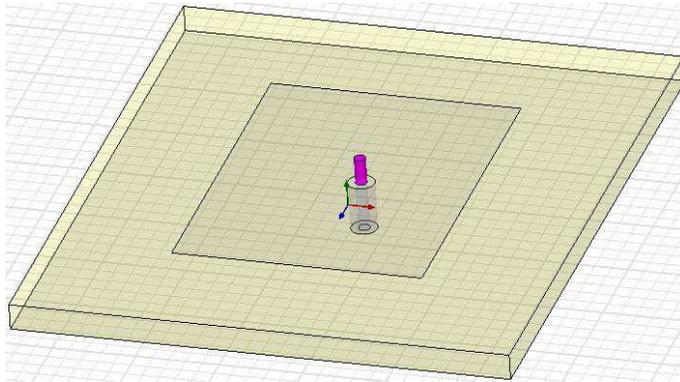


Figura 2.9: Alimentação por cabo coaxial.

A impedância característica de um cabo coaxial sem perda pode ser calculada seguindo a equação (SADIKU, 2001):

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{b}{a} \quad (2.10)$$

Onde  $\eta_0$  é a impedância característica do ar (dado em ohms),  $a$  é o raio do condutor interno (dado em mm),  $b$  a raio de condutor externo (dado em mm) e  $\epsilon_r$  a permissividade relativa do dielétrico do cabo coaxial.

Considerando a impedância do ar sendo aproximadamente  $377 \Omega$ , a equação 2.10 é aproximada para:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{b}{a} \quad (2.11)$$

A Fig. 2.9 mostra que uma ponta de prova é o mecanismo de inserção de potência no elemento irradiador. Nesse caso, essa ponta de prova é o condutor interno do cabo coaxial. A vantagem dessa técnica é o controle de casamento de impedância, buscando sempre a posição de melhor casamento.

## 2.3.2 Alimentação Via Linha de Microfita

Esse método consiste em alimentar a partir linha de microfita à extremidade do elemento irradiador. A alimentação fica como uma extensão da estrutura radiante. As Figs. 2.10 e 2.11 mostra essa técnica de alimentação.

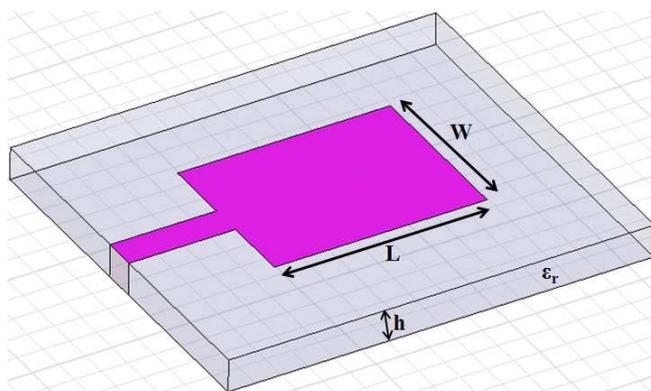


Figura 2.10: Alimentação por linha de microfita.

Como parte da onda se propaga no dielétrico e parte se propaga no ar, então, torna-se necessário se obter uma permissividade relativa efetiva ( $\epsilon_{ef}$ ), representada pela equação 2.12, a qual foi concebida empiricamente (CARVER & MINK, 1981).

$$\epsilon_{ef} = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} + \frac{(\epsilon_r - 1)}{2\sqrt{1 + 12h/W_f}} \quad (2.12)$$

Onde  $W_f$  é a largura da linha de microfita (dado em mm).

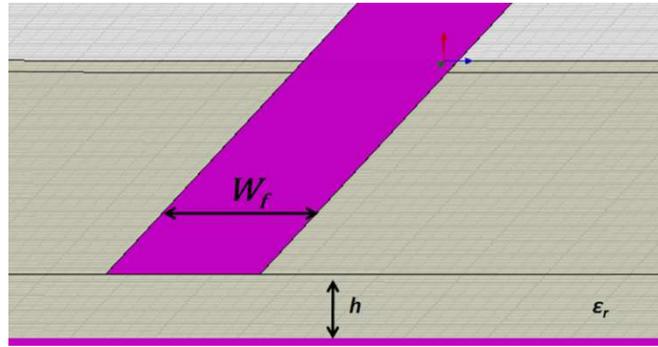


Figura 2.11: Linha de microfita.

Como a linha de microfita é muito fina, sua altura pode ser desprezada. A impedância característica da linha de microfita é calculada com a equação 2.13 (SADIKU, 2001).

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \ln \left( \frac{8h}{W_f} + \frac{W_f}{h} \right) & \text{para } W_f/h \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \left[ \frac{W_f}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( 1.444 + \frac{W_f}{h} \right) \right]^{-1} & \text{para } W_f/h \geq 1 \end{cases} \quad (2.13)$$

Devido à alta impedância na extremidade do elemento irradiador, existe a necessidade de empregos de transformadores de impedância para alcançar o casamento de impedância.

### 2.3.3 Alimentação por Acoplamento

O acoplamento por proximidade é uma forma de alimentação de fabricação difícil e de banda estreita (BALANIS, 1997). Essa forma de acoplamento consiste em dois substratos separados por um plano terra. Nesse tipo de alimentação, o elemento irradiador não entra em contato com a linha de microfita que irá alimentar a antena. No entanto, utilizadas duas camadas de substrato com o elemento irradiador na camada superior e a linha de microfita na camada inferior, mostrado na Fig. 2.12.

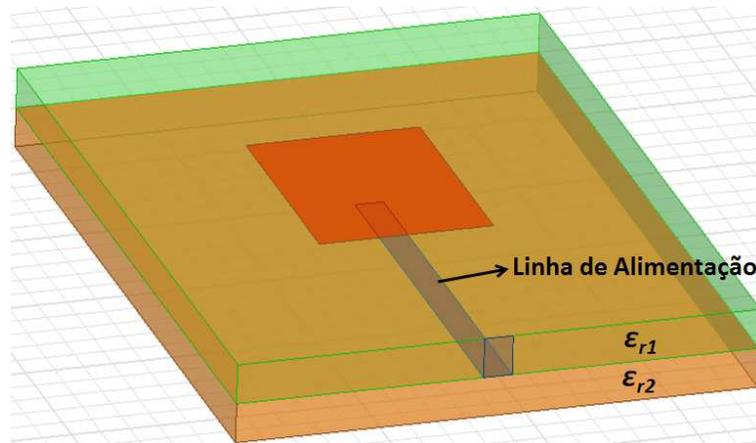


Figura 2.12: Antena alimentada por acoplamento eletromagnético.

Tipicamente, o substrato inferior consiste em um material de baixa constante dielétrica ( $\epsilon_{r2}$ ) e o substrato superior de uma espessa camada de material de alta constante dielétrica ( $\epsilon_{r1}$ ) (YIH-CHIEN & ZENG, 2009).

## 2.3.4 Baluns

O *balun* (*balanced to unbalanced*) é um arranjo ou dispositivo que tem como principal objetivo acoplar uma linha balanceada (ou equilibrada) e uma linha desbalanceada (não equilibrada) como mostrado na Fig. 2.13. Baluns são importantes porque muitos tipos de antenas (dipolos, yagis, log-periódicas) são cargas balanceadas, que são acopladas á uma linha de transmissão desbalanceada (cabo coaxial).

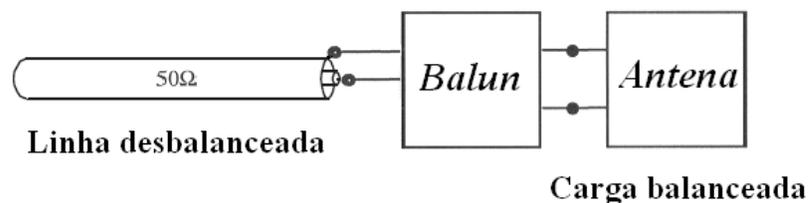


Figura 2.13: Esquema de ligação de linha desbalanceada a carga balanceada.

Existem diversos tipos de *baluns* encontrados na literatura (MILLIGAN, 2005, CHENG, 1989, POZAR, 2005). Exemplos são os tipos: bazuca, trombone e *taper*. O *balun* do tipo bazuca é obtido colocando uma capa condutora de comprimento igual a  $\lambda/4$  envolvendo o cabo coaxial, como mostrado na Fig. 2.14.

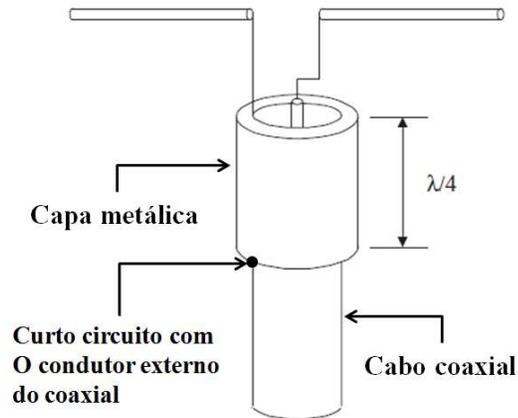


Figura 2.14: *Balun* tipo bazuca.

Essa capa metálica é curto circuitada em uma das extremidades, de modo que encapsule a linha coaxial. Eletricamente, a impedância de entrada na extremidade aberta dessa linha curto circuitada e de comprimento  $\lambda/4$  será muito grande. Assim a corrente de retorno será praticamente zero e o sistema será balanceado.

É possível construir dispositivos que não apenas provêm de balanceamento, mas também de transformação de impedâncias. Um desses é o *balun* tipo trombone de  $\lambda/2$ , com transformação de impedância de 4:1 ou 1:4, como mostrado na Fig. 2.15.

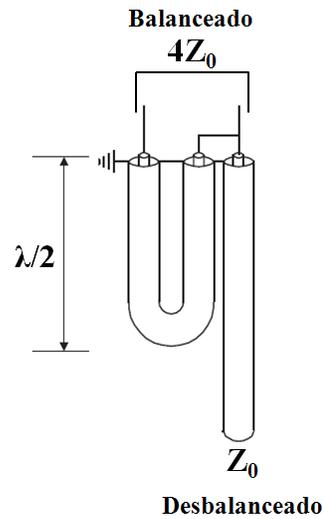


Figura 2.15: *Balun* tipo trombone.

Esta relação de 1:4 ou 4:1 se refere ao fato de funcionar como transformador de impedância, transformando a impedância do lado desbalanceado em outra 4 vezes maior do lado balanceado, ou ainda, transforma a impedância do lado balanceado em outra 4 vezes menor do lado desbalanceado. A seção de linha coaxial com forma de U deve ter comprimento de  $\lambda/2$ .

Esses dois tipos de *baluns* discutidos são dispositivos de banda estreita, a largura de banda pode ser aumentada com o emprego de núcleos de ferrita em sua construção (MILLIGAN, 2005). Um tipo de *balun* utilizado em antena planares é do tipo *taper* como mostrado na Fig. 2.16 (LESTARI et al., 2009, CHEN & SUN, 2004, PÍTRA & RAIDA, 2011).



Figura 2.16: *Balun* tipo *taper*.

O *balun taper*, além de balancear o circuito, também pode servir como transformador de impedância  $Z_1$  em  $Z_2$  em vários estágios. A largura  $W_s$  pode ser obtida pela equação (POZAR, 2005).

$$W_s = \frac{120\pi h}{Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.14)$$

onde  $Z_0$  é a impedância da linha de microfita (dado em ohms).

## 2.4 Métodos de Análise de Antenas Microfita

Existem numerosos métodos de análise de antenas de microfita na literatura. Dentre eles podemos citar (REINEIX & JECKO, 1989, KUMAR & RAY, 2003, OKOSHI et al., 1976). Os métodos de análise para essas antenas podem ser divididos em dois grupos. No primeiro grupo, são conhecidos comumente por modelos aproximados e introduzem simplificações no mecanismo de radiação da antena. Fenômenos como a propagação de ondas de superfície e a dispersão, em geral, não são considerados.

No segundo grupo, possuem rigorosas formulações matemáticas e exigem maior esforço computacional e analítico, porém fornecem resultados mais precisos, sobretudo em frequências mais elevadas (KUMAR & RAY, 2003).

Os modelos mais populares desse primeiro grupo são:

- Modelo da linha de transmissão;
- Modelo da cavidade;
- Modelo de circuito de multiporta (MNM - *Multiport Network Model*).

Em destaque para o segundo grupo, têm-se os seguintes métodos numéricos:

- Método dos momentos (MoM – *Method of Moments*);
- Método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD – *Finite-Difference Time Domain*).
- Método dos elementos finitos (FEM – *Finite-Element Method*)

## 2.4.1 Modelo da Linha de Transmissão

O modelo de linha de transmissão é muito simples e útil para a compreensão e desempenho básico de uma antena impressa. O elemento irradiador é visto como uma linha de transmissão ressonante, sem variações do campo transversal (o campo só varia ao longo do comprimento), e a radiação ocorre principalmente a partir dos campos franjas nas extremidades em circuito aberto (BALANIS, 1997).

O *patch* é representado por duas fendas radiantes que são espaçadas pelo comprimento do ressonador. No entanto, sendo esse modelo de fácil utilização, não podemos apenas nos restringir a ele, onde não é levada em consideração a variação do campo na direção ortogonal de propagação (KUMAR & RAY, 2003).

## 2.4.2 Modelo da Cavidade

Esse modelo trata a antena como uma cavidade, circundada por paredes elétricas no topo e na base, e por paredes magnéticas nas laterais. Considera-se que o material do substrato é truncado e não se estende além das bordas da plaqueta (BALANIS, 1997).

As quatro paredes laterais representam quatro aberturas, através das quais se dá a radiação. Assim, para achar o formato da distribuição do campo magnético sobre o elemento irradiador, a antena é trocada por uma cavidade ideal. A partir do formato da distribuição de campo magnético, é possível achar a correspondente distribuição do campo elétrico e consequentemente, o padrão de irradiação (KUMAR & RAY, 2003).

## 2.4.3 Modelo de Circuito de Multiporta

O MNM é uma extensão do modelo da cavidade. Neste método, os campos eletromagnéticos abaixo do *patch* e fora do mesmo, são modelados separadamente. O *patch* é analisado como um circuito planar de duas dimensões, com um número múltiplo de portas localizado ao redor da borda. A matriz de impedância de multi-porta do *patch* é obtida a partir da

função de *Green* bidimensional. O método da segmentação é usado para achar a matriz de impedância global (OKOSHI et al., 1976). Os campos radiados são obtidos da distribuição de voltagem ao redor da borda.

## 2.4.4 Método dos Momentos

No MoM, as correntes de superfície são usadas para modelar o *patch* de microfita e as correntes de polarização volumétricas são usadas para modelar os campos ao longo do substrato dielétrico. O método baseia-se em equações integrais dos potenciais eletromagnéticos, que são transformados em equações algébricas e podem ser resolvidas numericamente. Este método leva em conta o efeito das ondas superfície fora do limite físico da *patch* bidimensional, provendo solução mais exata (KUMAR & RAY, 2003).

## 2.4.5 Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo

O FDTD é um método de modelagem utilizado para resolver as equações de *Maxwell*. Para se utilizar o modelo FDTD, um domínio computacional deve ser estabelecido, ou seja, a região física sobre a qual a simulação será executada (REINEIX & JECKO, 1989). Os campos elétrico e magnético são determinados em cada ponto do espaço, dentro do domínio computacional, sendo geradas grades de tempo para os campos sobre os quais é requerida a solução. Na malha FDTD, deve ser especificado o material de cada célula. Tipicamente, para dispositivos de microfita, o material é o espaço livre (ar), um metal, ou um dielétrico. Devem ser especificadas a permeabilidade, a permissividade e a condutividade para o uso do material.

## 2.4.6 Método dos Elementos Finitos

Neste método, a região de interesse é dividida em qualquer número de superfícies finitas ou elementos de volume que dependem de estrutura planar ou volumétrica para ser analisado.

Estas unidades discretizadas, geralmente referidas como elementos finitos, podem apresentar qualquer forma geométrica bem definida como elementos triangulares para configurações planares, tetraédricas e elementos prismáticos para configurações tridimensionais que são satisfatórios para geometrias curvadas.

O FEM proporciona uma confiável ferramenta de simulação computacional em todas as áreas da Engenharia e da Física. De modo geral, o método FEM divide o espaço todo a ser analisado em uma sequência de pequenas regiões e representa os campos nessas sub-regiões com uma função local, transformando o contínuo em discreto. Essa função local é obtida através de equações diferenciais ou equações integrais, com suas respectivas condições de contorno (KUMAR & RAY, 2003).

## 2.4.7 Programa para Projeto de Antenas

Normalmente, antenas possuem estruturas muito complexas. Além disso, muitos modelos avançados usam materiais eletrônicos incomuns, tais como o condutor magnético artificial AMC (*Artificial Electromagnetic Conductor*) e o EBG (*Electromagnetic Bandgap*) para melhorar o desempenho (COS et al., 2010, XIE et al., 2010). Por estes motivos, o projeto de antenas utilizando-se meios puramente experimentais ou analíticos se torna muito caro e demorado, ou mesmo impossível.

Para reduzir o tempo e o custo do projeto, utiliza-se o computador para realizar a análise e o projeto CAD (*Computer Aided Design*), através da iteração e da otimização. Algumas técnicas utilizadas em CAD no domínio da frequência, tais como o FEM permite a análise de estruturas complexas, um dos programas que utiliza FEM é o HFSS (*High Frequency Structure Simulator*).

O HFSS é um programa desenvolvido para a simulação de campos eletromagnéticos em estruturas em geral. Utiliza o FEM para calcular o comportamento elétrico de componentes em altas frequências, tais como antenas, dispositivos sem fio, celulares, filtros, etc., e altas velocidades, como, por exemplo, circuitos integrados, placas de circuitos impressos e conectores.

# Capítulo 3

## Metodologia

Neste capítulo são descritos os passos que levaram à concepção da antena de banda dupla, operante em 915MHz e 2,45GHz, de acordo com as especificações do sistema RFID. São apresentados detalhes sobre as etapas de simulação computacional e fabricação e medição do dispositivo, do quais se podem extrair informações relevantes do projeto. Todo o procedimento é relatado em 5 experimentos descritos ao longo do capítulo.

### 3.1 Projeto de um arranjo de antena dipolo para 915MHz e 2,45GHz

Um das antenas mais comumente utilizadas é o dipolo de meio comprimento de onda. Neste caso optou-se por uma configuração do dipolo impresso em que um dos braços fique na face superior e outro na face inferior do substrato dielétrico. A antena é alimentada por uma linha de transmissão impressa. A Fig. 3.1 ilustra essa configuração.

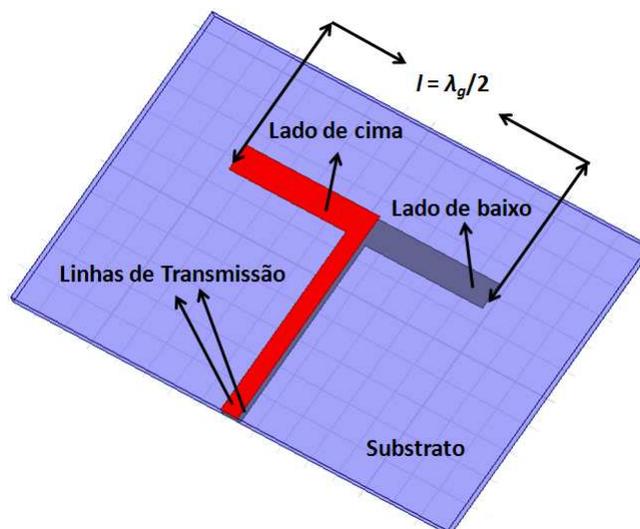


Figura 3.1: Dipolo impresso alimentado por uma linha de transmissão de microfita.

É importante ressaltar que a configuração sugerida apresenta uma redução da área em comum entre os braços, proporcionando um efeito de capacitância menor.

A fibra de vidro foi escolhida como substrato, com permissividade relativa  $\epsilon_r = 4,4$ , tangente de perda de  $\tan\delta = 0,02$  e espessura de  $h = 1,6$  mm, principalmente devido a sua fácil aquisição e baixo custo. Para calcular o comprimento de onda guiado no substrato pode-se usar a Eq. (3.1):

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad (3.1)$$

Onde  $\epsilon_{ef}$  é dado por (2.9).

Calculando-se  $\lambda_g$  determina-se o comprimento dos dipolos como  $l = \lambda_g/2$ . Assim, considerando-se as frequências de  $f_{01} = 915\text{MHz}$  e  $f_{02} = 2,45\text{GHz}$ , obtém-se  $\lambda_{g1} = 177,9\text{mm}$ ,  $\lambda_{g2} = 66,37\text{mm}$ ,  $W_1 = 10\text{mm}$  e  $W_2 = 4,5\text{mm}$ .

A estrutura concebida foi simulada no programa HFSS, utilizando um computador com sistema operacional *Windows XP* com processador 3,16GHz e 4GB de memória para as simulações.

A seguir será listado 3 experimentos propostos para o desenvolvimento e otimização da antena de banda dupla, que compreende:

- **Experimento 1:** Na verificação de se obter duas ressonâncias nas frequências de 915MHz e 2,45GHz;
- **Experimento 2:** Redução do tamanho da antena e criação de um *balun taper*;
- **Experimento 3:** Mostrar a facilidade de ajuste da antena com estruturas independentes.

### 3.1.1 Experimento 1: Simulação de um arranjo de dipolos a uma linha de alimentação

O objetivo desse experimento é verificar a possibilidade de obter duas ressonâncias em frequências diferentes. A Eq. 2.14 foi usada para se obter a largura inicial do trecho de microfita para uma impedância característica de  $50\Omega$ . Após a primeira simulação da antena, o parâmetro  $l$  e a largura dessa linha foi otimizado, visando uma sintonia em 915MHz e 2,45GHz.

Foram feitos cortes de  $45^\circ$  nas quinas das trilhas para um melhor desempenho em perda de retorno da antena. A Fig. 3.2 mostra a configuração desse arranjo.

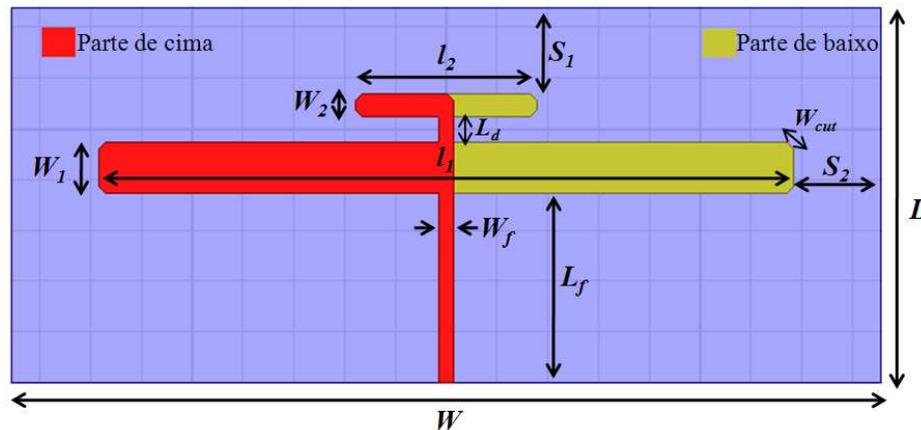


Figura 3.2: Configuração do primeiro experimento do arranjo.

### 3.1.2 Experimento 2: Simulação com uma dobra do braço do dipolo e um Balun

Existem várias geometrias na literatura de forma a obter duas ou mais ressonâncias (ZENG & CHU, 2009, SHEN et al., 2010). Uma das formas é utilizar dobras ao longo da do elemento irradiador. Essa técnica proporciona uma redução de tamanho da antena e uma mudança na impedância de entrada do arranjo.

O fato de ser uma antena para trabalhar em duas frequências diferentes, terá também duas

impedâncias diferentes. Foi criado um *balun tapered* otimizado para que seja feito um casamento equilibrado em ambas frequências. A Fig. 3.3 mostra a configuração da antena com o *balun*.

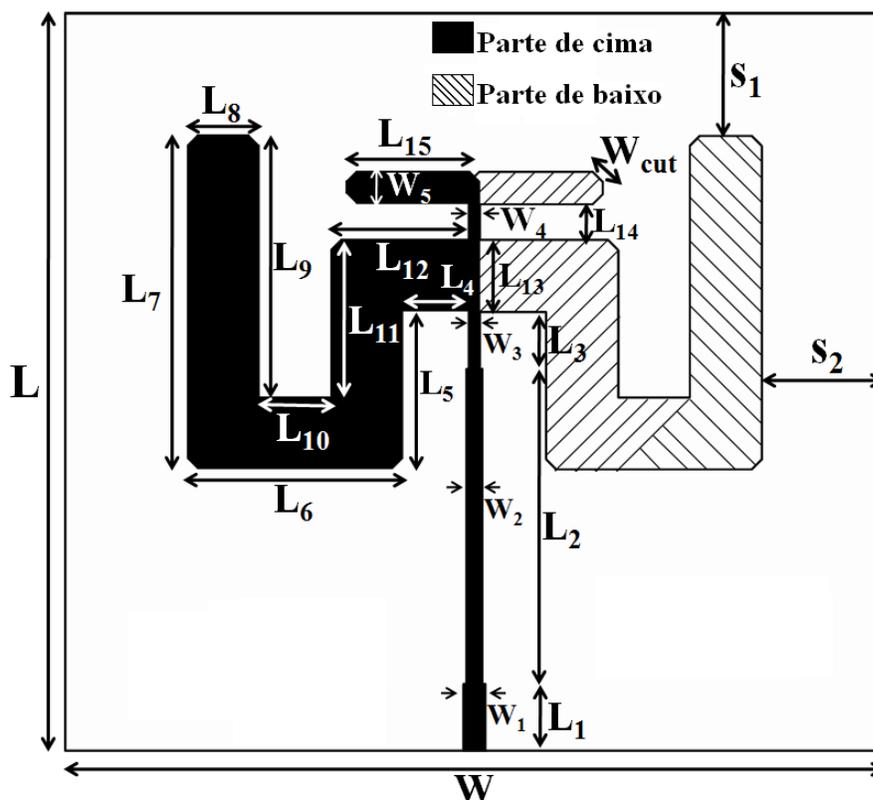


Figura 3.3: Configuração da antena proposta formado por um arranjo de dipolos.

Na literatura esse tipo de *balun* é encontrado em (POZAR, 2005). Essa técnica consiste em reduzir a largura da linha de alimentação em degraus, fazendo com que a impedância se transforme suavemente em outra desejada.

Nesse caso, foi se reduzindo a linha aos poucos até obter um resultado satisfatório em perda de retorno. Foram feitos dois degraus como mostrado na Fig. 3.3 e outro fator importante é o comprimento  $L_2$  possuir influência na perda de retorno.

### 3.1.3 Experimento 3: Fácil ajuste de sintonia da antena

Nessa experiência será mostrada a facilidade de ajuste dessa antena. Com a junção de dois dipolos, a antena proporcionou um ajuste em dois elementos independentes. Das antenas encontradas na literatura (LIN & QING-XIN, 2010, ZENG & CHU, 2009, SHEN et al., 2010), os ajustes são feitos de forma complexa ou mesmo não sendo mostrados como são feitos. Na Fig. 3.3  $L_{10}$  é o comprimento responsável pelo ajuste da frequência de 915MHz e o  $L_{15}$  responsável pela frequência de 2,45GHz.

### 3.2 Fabricação da antena de dupla banda para RFID

A antena é fabricada em 4 etapas: transferências, impressão, corrosão e conexão da linha de alimentação. A primeira etapa: é transferir a estrutura simulada do HFSS para um programa AutoCAD e imprimi-la em um papel transfer. A Fig. 3.4 mostra o papel com o layout impresso.

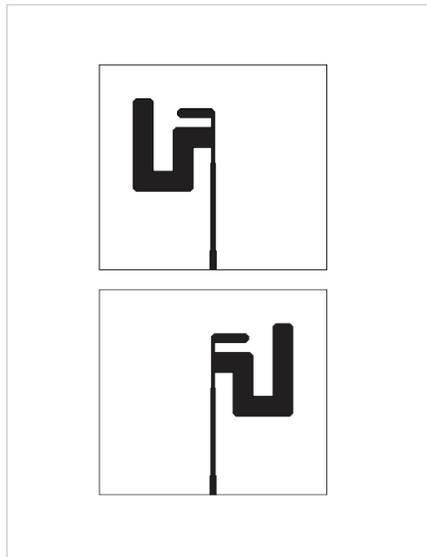


Figura 3.4: Estrutura impressa no papel transfer.

A segunda etapa: é transferir o desenho da antena à placa de dupla face de cobre por meio de pressão e aquecimento sobre o papel na parte metálica da placa, aderindo-se a esta. A terceira etapa, a placa com *layout* impresso é corroída com percloroeto de ferro, resultando na antena

propriamente dita. As Figs. 3.5 e 3.6 mostra a prensa utilizada para o aquecimento e a solução de perclorato de ferro usado na remoção de cobre, respectivamente.

O perclorato de ferro irá retirar a parte de cobre indesejada como mostrado na Fig. 3.7, esse processo levou cerca de 30min, depois a área de antena foi removida numa solução de água. Como a antena é de dupla face, inicialmente é feita a parte superior e depois a parte inferior da placa.

A etapa final foi para soldar um conector SMA fêmea de  $50\Omega$  na linha de alimentação da antena, para que a mesma seja ligada a um equipamento de medição. A Fig. 3.8 mostra o processo de solda e a Fig. 3.9 a antena finalizada.

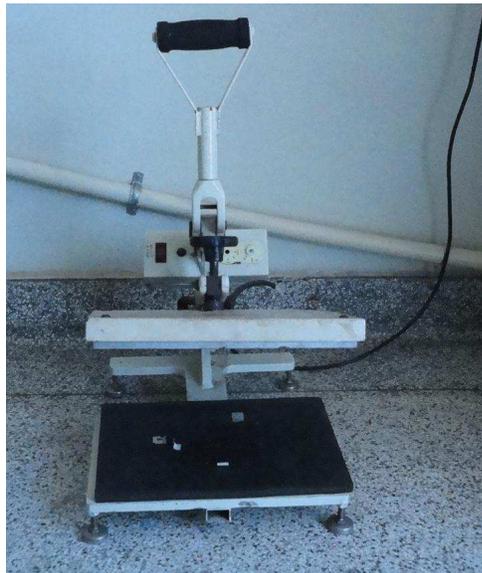


Figura 3.5: Prensa utilizada para aquecimento.



Figura 3.6: Solução de perclorato de ferro.



Figura 3.7: Final do processo de corrosão.

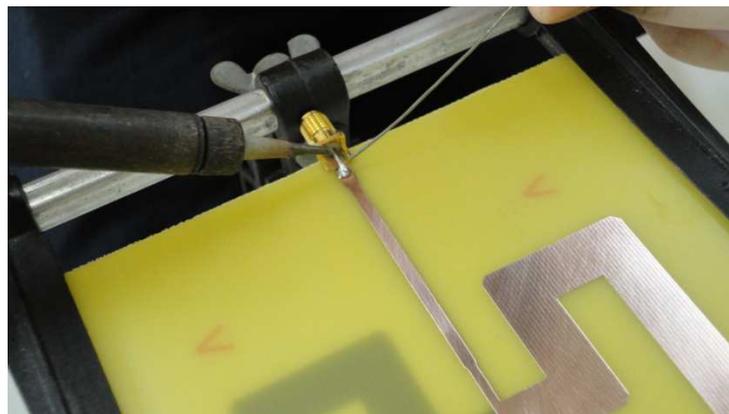


Figura 3.8: Processo de solda.

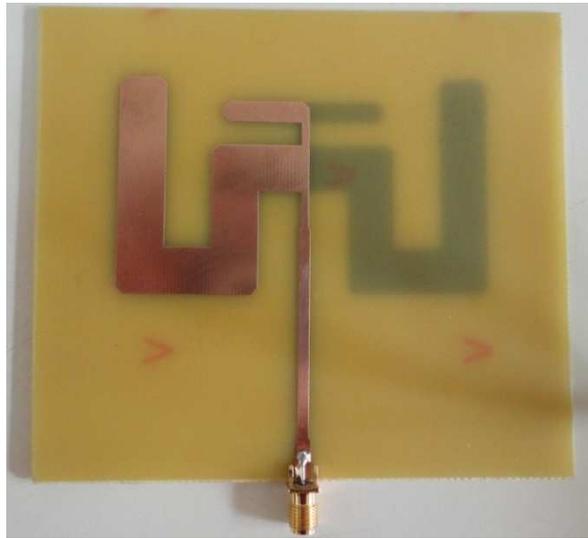


Figura 3.9: Antena finalizada.

A maior dificuldade residiu em efetuar a solda e cortar a antena de maneira adequada para que não houvesse grandes diferenças entre o previsto através de simulações e o medido experimentalmente.

### 3.3 Equipamento de medição

Um analisador de rede *Agilent E5062A* de 300kHz a 3GHz foi utilizado para medir o coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) da antena. A Fig. 3.10 mostra a antena sendo medida no equipamento.

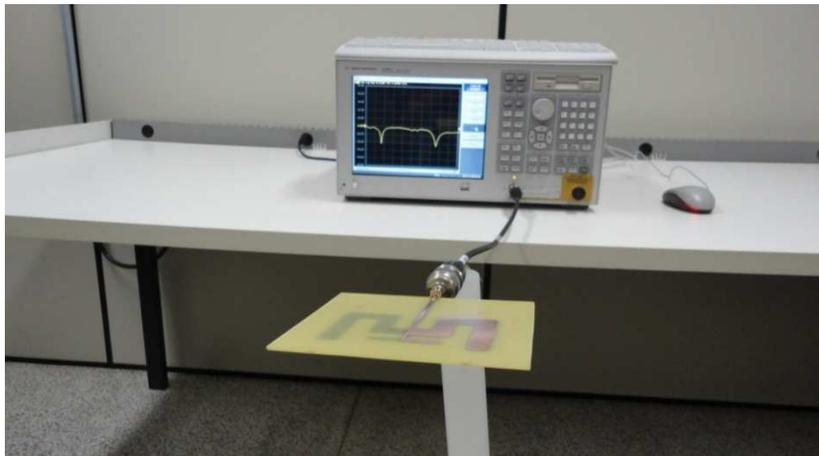


Figura 3.10: Analisador de rede utilizado.

O sistema experimental é composto pelo analisador de rede, cabo coaxial e adaptador de conversão de conectores. O cabo coaxial possui na extremidade conexão do tipo N fêmea, foi utilizado um adaptador do tipo N macho para SMA macho para ligar na antena. Terminais convencionais de calibração do tipo N (aberto, curto e carga de  $50\Omega$ ) são usados para a compensação do sistema em toda a faixa de operação.

Foram efetuados, medida do parâmetro S, fora de uma câmara anecóica. Contudo, o diagrama de irradiação deve impreterivelmente ser medido em uma câmara anecóica. Tal diagrama ainda não foi levantado e deverá ser medido posteriormente na câmara anecóica.

### 3.4 Estudo de cortes e mudança de material do substrato

Nas antenas de microfita, a frequência de ressonância, com geometria retangular é por (BALANIS, 1997):

$$f = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.2)$$

onde  $c$  é a velocidade da luz,  $L$  é o comprimento do *patch* da antena.

Da Eq. 3.2 pode concluir-se que o *patch* da antena de microfita tem um comprimento de ressonância aproximadamente proporcional a  $1/\sqrt{\epsilon_r}$  e que o uso de um substrato com maior permissividade, pode resultar numa menor dimensão física da antena para uma determinada frequência.

A seguir serão listados dois experimentos a partir de simulação para verificar o desempenho da antena com cortes e mudança de material. Esses experimentos compreendem em:

- **Experimento 4:** Fazer cortes no substrato para reduzir a área total da antena.
- **Experimento 5:** Verificar a possibilidade da antena se adaptar a um outro tipo de material comercial.

### 3.4.1 Experimento 4: Cortes no substrato

O objetivo desse estudo é cortar e diminuir partes do substrato com o intuito de reduzir a área total da antena. Os parâmetros  $S_1$  e  $S_2$  foram reduzidos e dois cortes de foram feitos. A Fig. 3.11 ilustra a configuração proposta. O resultado de perda de retorno será apresentada.

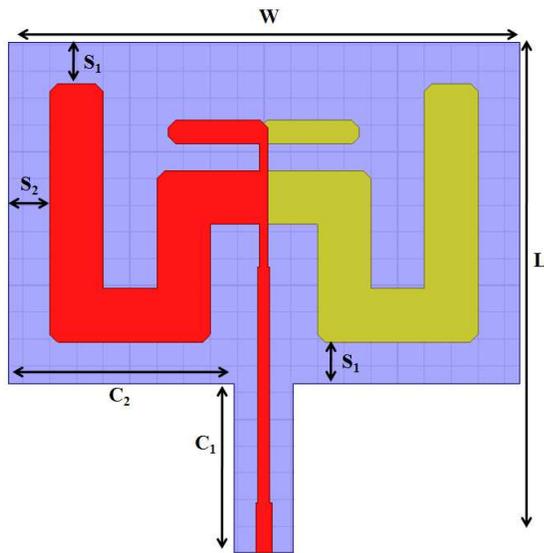


Figura 3.11: Cortes introduzidos na antena.

### 3.4.2 Experimento 5: Mudança no material do substrato

O objetivo dessa simulação não é comparar com os resultados da seção 3.1.2, mas verificar se a antena possa ser reproduzida, a outro material com características dielétricas totalmente diferentes. Das geometrias de banda dupla reportadas em (LIN & QING-XIN, 2010, ZENG & CHU, 2009, SHEN et al., 2010), esse estudo de mudança de material não foram propostas.

Pelo fato da área comum entre as placas metálicas da antena proposta ser pequena, o efeito de capacitância é menor. Isso demonstra que a geometria simples desenvolvida nessa dissertação se adapta a outro material, fazendo pequenos ajustes.

Para a simulação foi considerado o AD/1000 da Arlon com constante dielétrica  $\epsilon_r = 10,2$ ; tangente de perda de  $\tan\delta = 0,0023$  e espessura de  $h = 50\text{mils}$  (1,27mm).

# Capítulo 4

## Resultados e Discussões

Este capítulo descreve os resultados das simulações computacionais e o protótipo final. Os experimentos foram divididos de acordo com a estrutura a ser otimizada e com os critérios de desempenho. Os resultados de cada experimento são apresentados a partir das melhores soluções encontradas.

### 4.1 Resultados Referente ao Experimento 1

O resultado da perda de retorno para a antena da Fig. 3.2 é mostrado na Fig. 4.1 (dimensões apresentadas na Tab. 4.1).

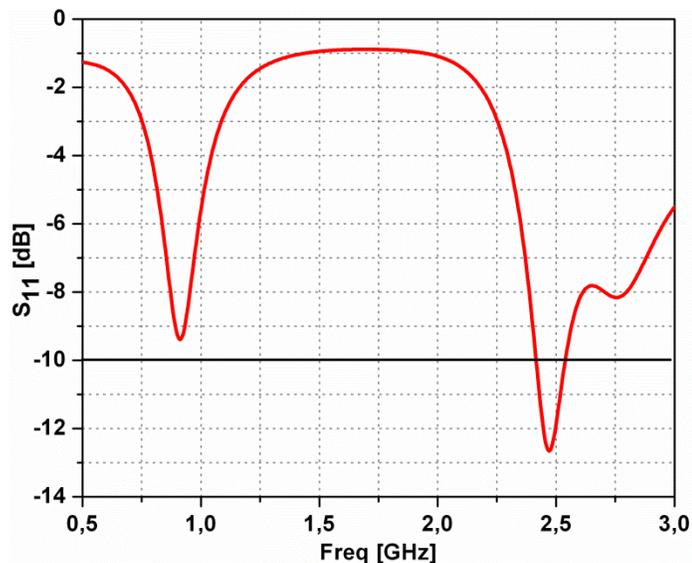


Figura 4.1: Perda de retorno simulada da antena do Exp.1.

O resultado obtido, de certa forma, é interessante pelo fato de se obter duas ressonâncias na faixa de interesse. O critério de largura de banda em -10dB satisfaz apenas a faixa de 2,45GHz, sendo que a outra de 915MHz não atinge o objetivo.

Isso demonstra que não esta havendo um bom casamento de impedância entre ambas as frequências, o melhor casamento é obtido na faixa de 2,45GHz.

Parâmetro	Valor (mm)	Parâmetro	Valor (mm)	Parâmetro	Valor (mm)
$W$	171	$L_d$	5	$W_f$	3,05
$L$	73,9	$l_2$	38,8	$W_2$	4,5
$L_f$	37,4	$S_1$	17	$S_2$	17
$l_1$	133,8	$W_1$	10	$W_{cut}$	2

Tabela 4.1: Parâmetros otimizados da antena do Exp. 1.

## 4.2 Resultados Referente ao Experimento 2

Os valores dos parâmetros otimizados da antena da Fig. 3.3 são mostrados na Tab. 4.2 e seu resultado de perda de retorno simulado é apresentado na Fig. 4.2.

Parâmetro	Valor (mm)	Parâmetro	Valor (mm)	Parâmetro	Valor (mm)
$L$	102,93	$L_1$	9,4	$W_1$	3,05
$W$	114	$W_2$	2,2	$W_3$	1,51
$L_2$	44	$L_3$	8	$W_4$	1,51
$L_4$	9,245	$L_5$	22	$W_5$	4,5
$L_6$	30	$L_7$	46,53	$L_8$	10
$L_9$	36,53	$L_{10}$	10	$L_{11}$	22
$L_{12}$	19,245	$L_{13}$	10	$L_{14}$	5
$L_{15}$	18,62	$S_1$	17	$S_2$	17
$W_{cut}$	2				

Tabela 4.2: Parâmetros otimizados da antena do Exp. 2.

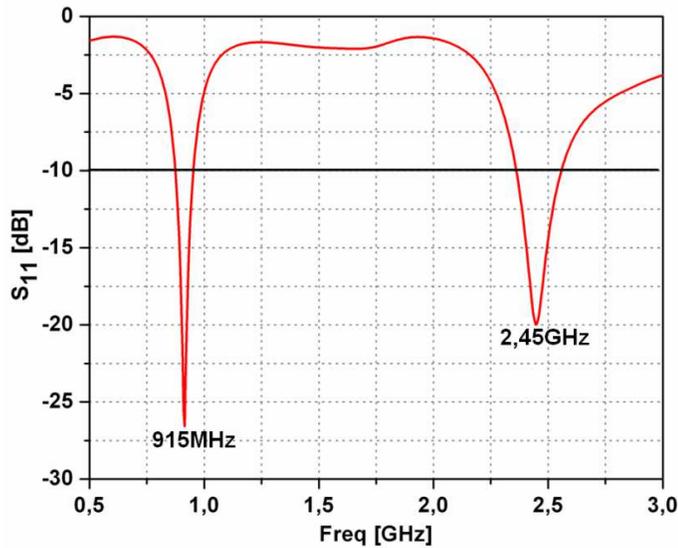
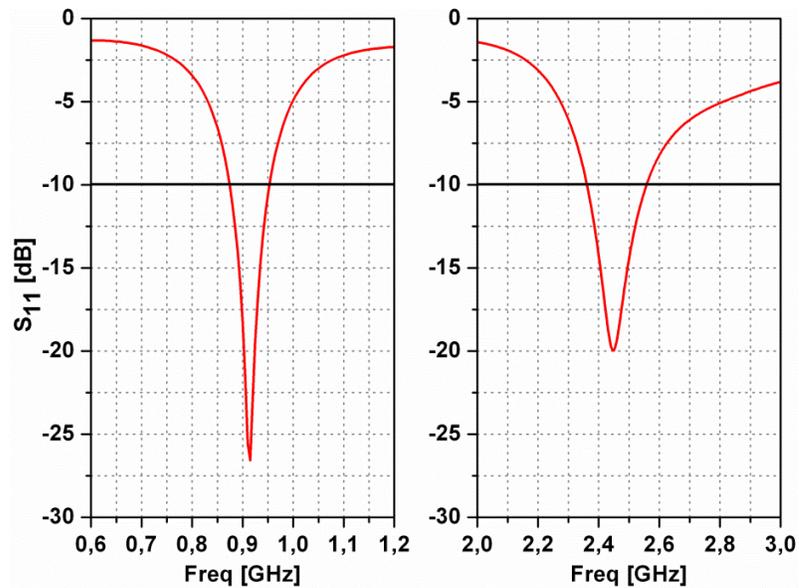


Figura 4.2: Perda de retorno simulada da antena do Exp.2.

Esse resultado mostra que as modificações propostas na sessão 3.1.2 foram satisfeitas, apresentando uma melhor perda de retorno que a primeira antena proposta. O critério de largura de banda é satisfeito em ambas bandas, resultando em um primeiro mínimo de -26,5dB em 915MHz e um segundo mínimo de -19,9dB em 2,45GHz. Para uma melhor visualização a Fig. 4.3 mostra dois gráficos para ambas as faixas de 915MHz e 2,45GHz.



(a) Banda inferior

(b) Banda superior

Figura 4.3: Perda de retorno simulada em 915MHz e 2,45GHz.

A largura de banda simulada resulta em 9,2% (870 – 955 MHz) e 8,1% (2,36 – 2,56 GHz), esses resultados satisfazem os padrões 18000-6 (915 MHz) e ISO 18000-4 (2,45GHz) para sistemas RFID. A Fig. 4.4 mostra variação da perda de retorno em função do comprimento  $L_2$  do *balun*. Diferentemente de uma linha de alimentação  $50\Omega$ , esse *balun* permite ter um controle do coeficiente de reflexão em ambas frequências

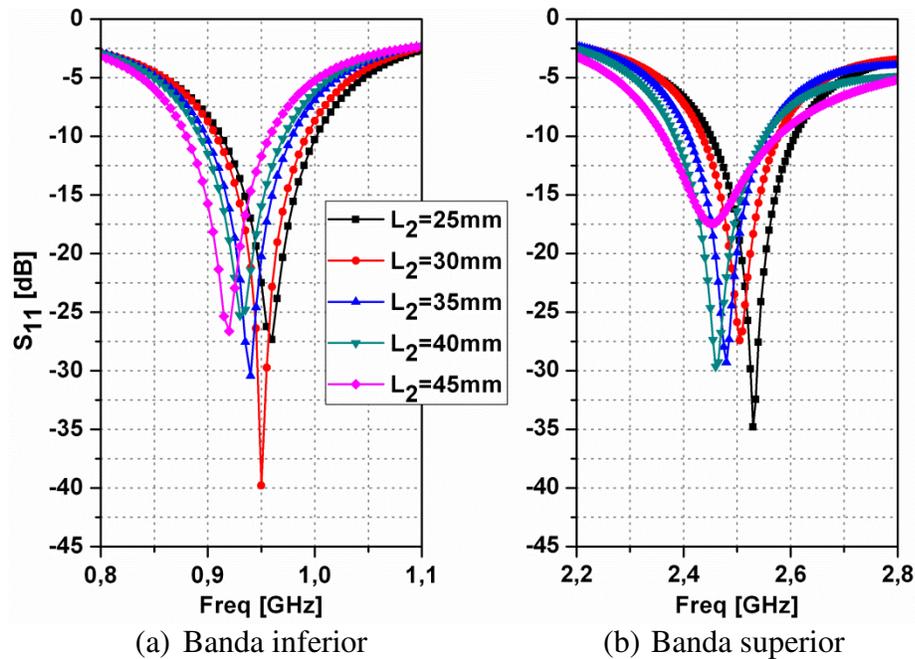


Figura 4.4: Perda de retorno em função do comprimento  $L_2$  nas bandas de interesse.

Isso permite escolher o melhor resultado de interesse e controle de impedância caso a antena seja feita com outros materiais. Para um  $L_2 = 25\text{mm}$  a antena apresenta um melhor resultado na banda superior, quando o  $L_2 = 30\text{mm}$  a resultado se inverte, acontece um melhor resultado para a banda inferior.

O critério usado nessa dissertação foi obter um resultado onde o ganho seja próximo em ambas às frequências. É importante ressaltar que depois da escolha do  $L_2$ , a antena deve ser sintonizada em 915MHz e 2,45GHz, a variação de  $L_2$  ocasiona um deslocamento na frequência de ressonância.

A Fig. 4.5 mostra o ganho de 3,79dB a 5,14dB para a banda inferior e 3,69dB a 4,34dB para a banda superior. O ganho da antena em 915MHz e 2,45GHz são de 4,48 dB e 4,25dB, respectivamente.

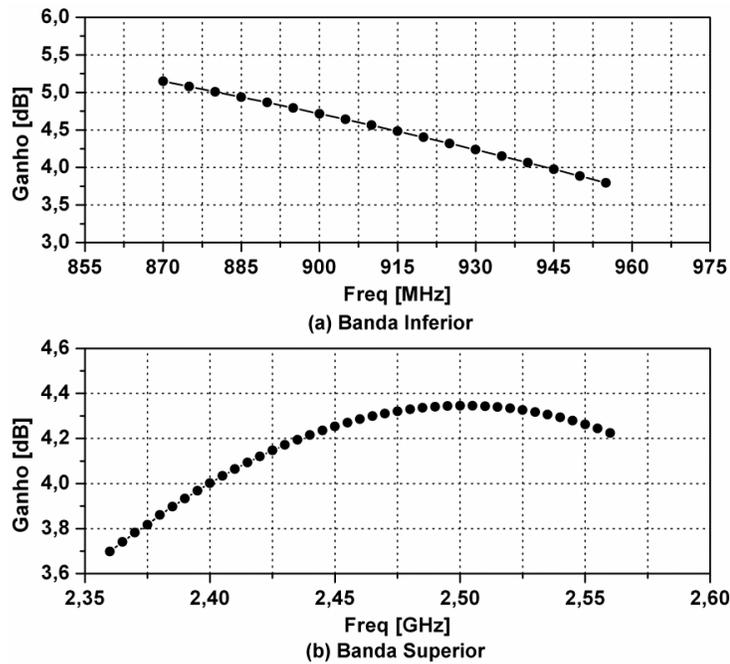
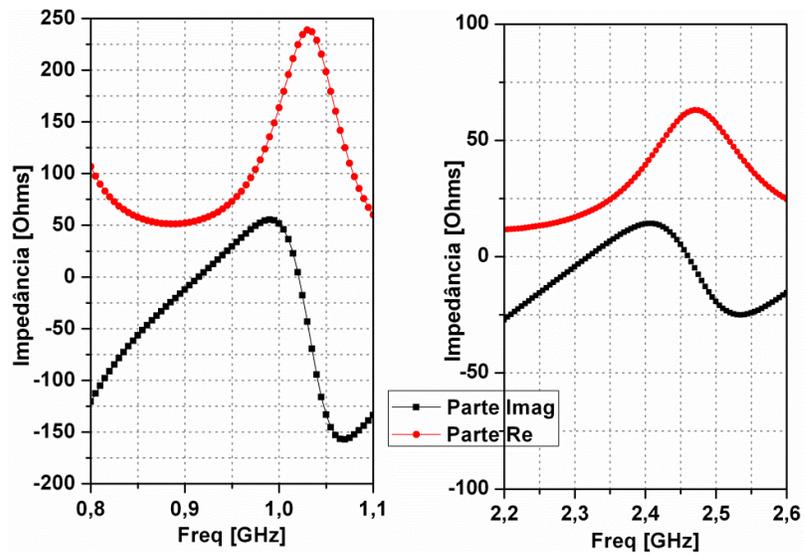


Figura 4.5: Ganho simulado da antena nas duas bandas de interesse.

A antena possui ganho próximo nas frequências de ressonância, demonstrando que o desempenho será praticamente o mesmo. A Fig. 4.6 mostra as componentes da impedância da antena nas duas frequências.



(a) Banda inferior

(b) Banda superior

Figura 4.6: Componente real e imaginária da impedância da antena nas bandas de interesse.

As impedâncias nas frequências de 915MHz e 2,45GHz são de  $54,9+j0,05 \Omega$  e  $59,7+j5,1 \Omega$ , respectivamente. Nota-se uma reatância praticamente nula em 915MHz.

As Figs. 4.7 e 4.8 mostram o diagrama de irradiação polar e tridimensional em 915MHz e as Figs. 4.9 e 4.10 mostram os mesmos em 2,45GHz. Esses diagramas mostram que a antena irradia nos dois hemisférios.

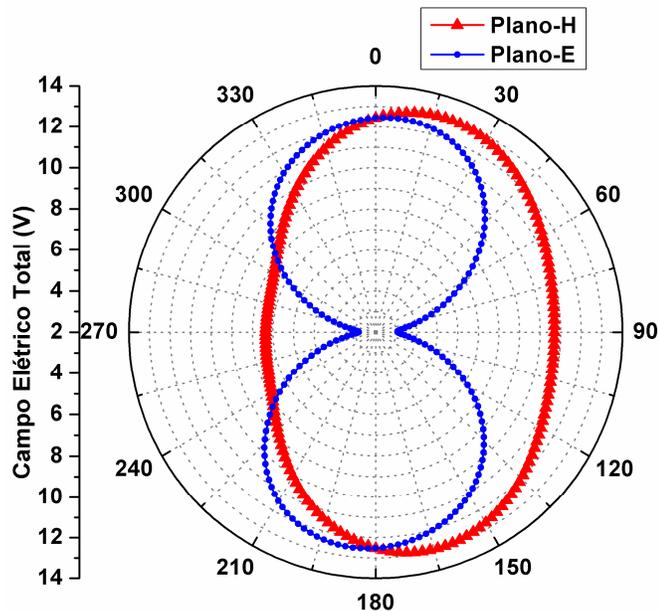


Figura 4.7: Simulação do campo elétrico em 915MHz.

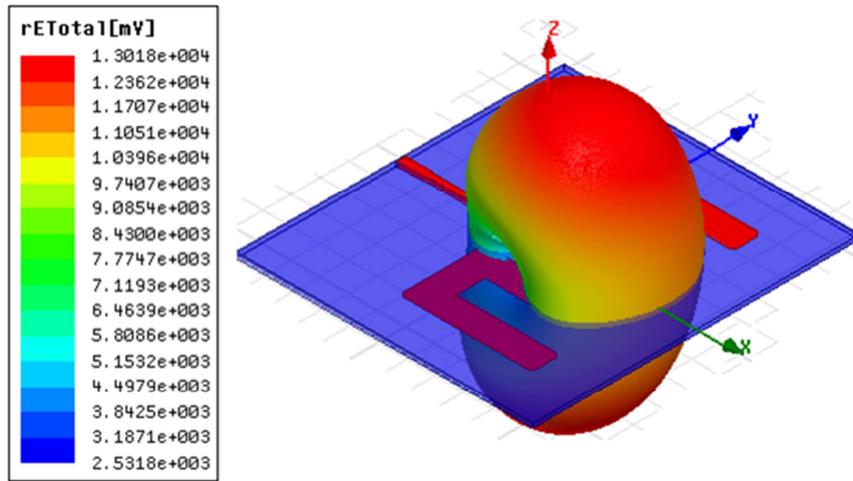


Figura 4.8: Distribuição tridimensional do campo elétrico 915MHz.

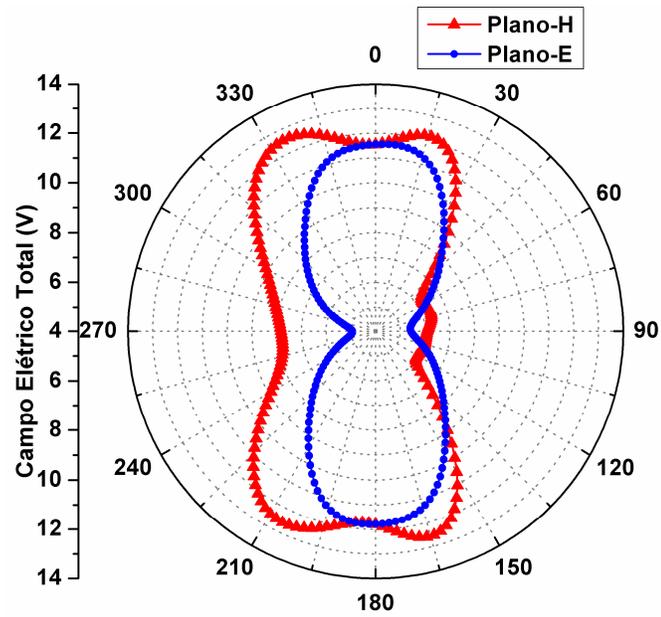


Figura 4.9: Simulação do campo elétrico em 2,45GHz.

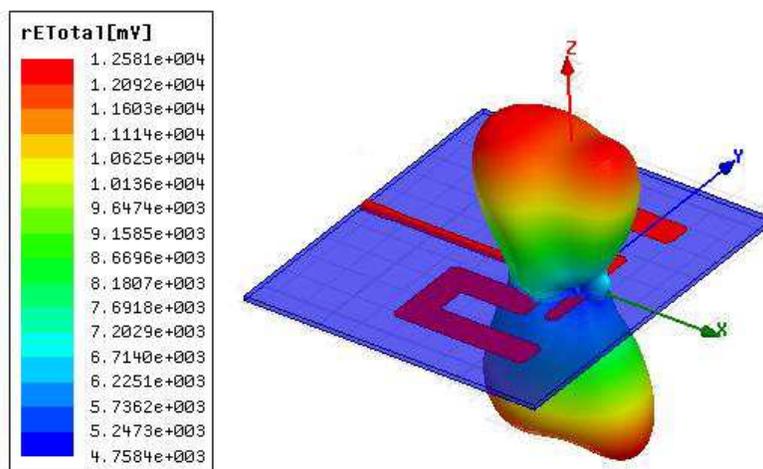


Figura 4.10: Distribuição tridimensional do campo elétrico em 2,45GHz.

A densidade superficial de corrente é mostrada nas Figs. 4.11 e 4.12 para as frequências de 915MHz e 2,45GHz.. Nessas figuras é evidenciada uma elevada densidade de corrente na linha de alimentação. Outro ponto interessante, na frequência de 915MHz uma maior concentração de corrente é verificada no dipolo de maior comprimento.

Para a frequência de 2,45GHz, uma maior concentração é verificada no menor dipolo. Esses dados são de importância, pois permitem certa independência de ambas as estruturas, permitindo um ajuste independente de frequências.

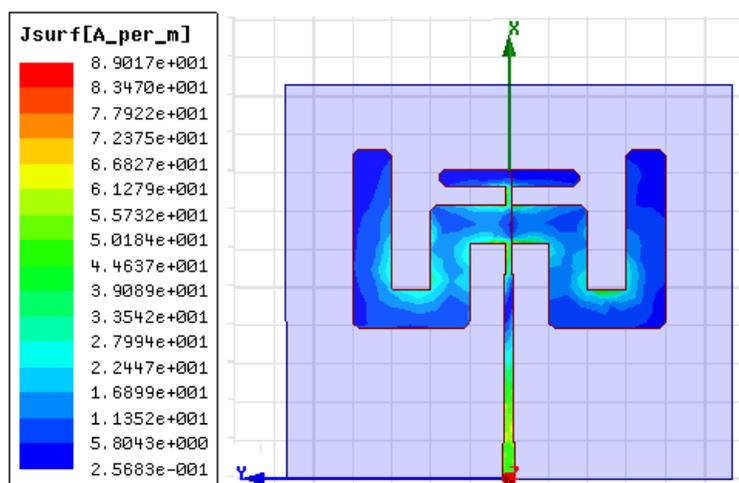


Figura 4.11: Densidade superficial de corrente em 915MHz.

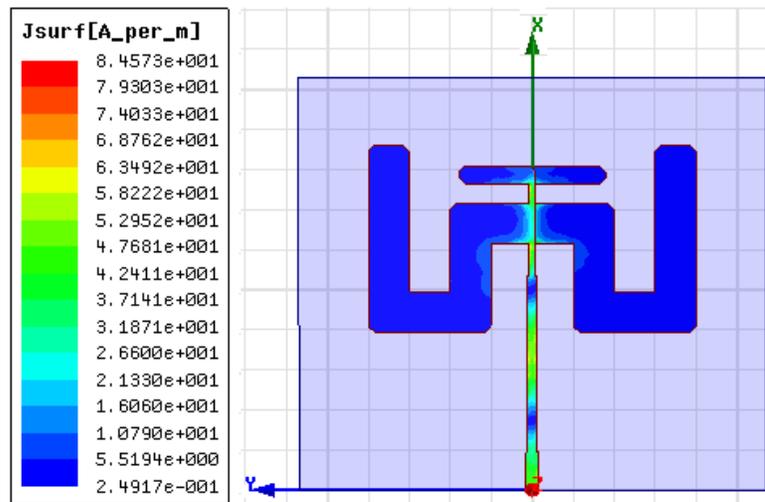


Figura 4.12: Densidade superficial de corrente em 2,45GHz.

Dessa forma, a antena cujas dimensões são descritas na Tab. 4.2 foi construída nas dependências do Laboratório de Telecomunicações. A confecção da antena foi efetuada seguindo a metodologia descrita na seção 3.2, e sua perda de retorno é mostrada na Fig. 4.13, juntamente com sua simulação computacional.

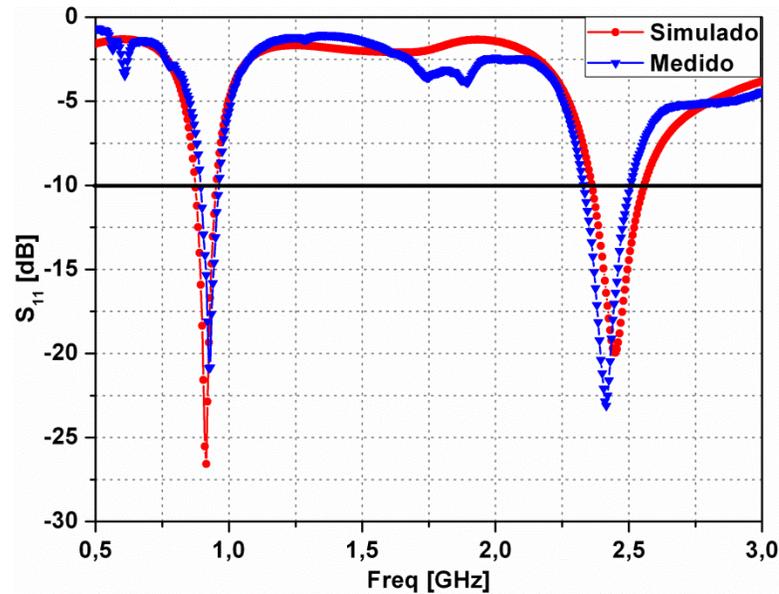


Figura 4.13: Perda de retorno simulada e medida da antena proposta.

A largura de banda medida resulta em 8,1% (890 – 965 MHz) e 7,4% (2,33 – 2,51 GHz). Os resultados mostram uma boa concordância experimental com valores simulados.

### 4.3 Resultados Referente ao Experimento 3

Os resultados que serão apresentados a seguir mostram como a antena pode ser sintonizada facilmente a partir de dois parâmetros. Esses parâmetros são os comprimentos dos dipolos  $L_{10}$  e  $L_{15}$ .

Considerando os valores apresentados na Tab. 4.2 e variando apenas o parâmetro  $L_{10}$  de 8mm a 20mm, obtém-se um deslocamento de frequência mais significativo apenas na banda de 915MHz. A Fig. 4.14 ilustra essa variação nas duas bandas de interesse.

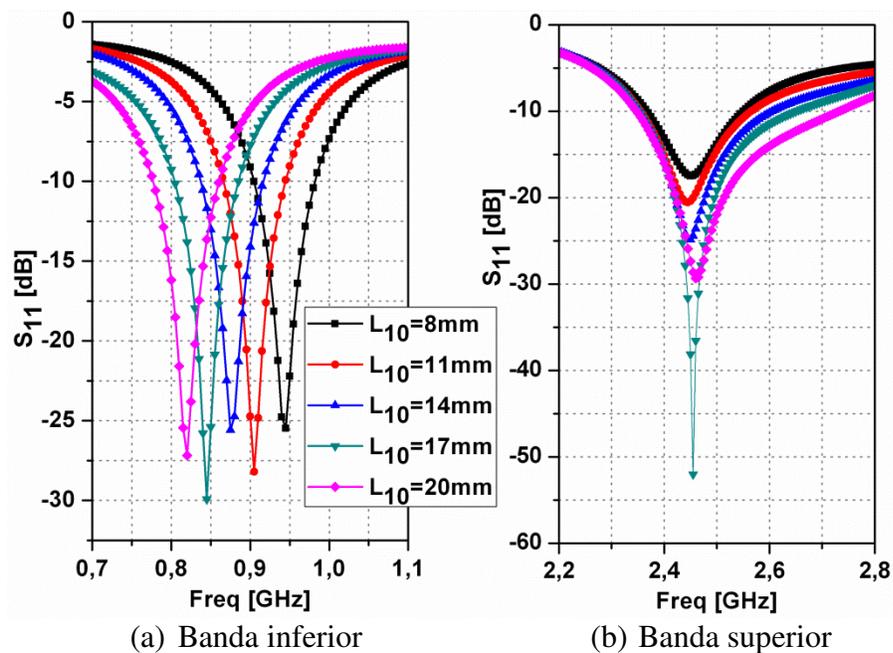


Figura 4.14: Perda de retorno em função do comprimento  $L_{10}$  nas bandas de interesse.

O resultado ilustrado na Fig. 4.14(a) mostra que conforme o valor do comprimento  $L_{10}$  é aumentado, o valor da banda inferior diminui. Essa variação é típica de um dipolo de meia onda: para diminuir a frequência basta aumenta a estrutura.

O resultado da figura 4.14 (b) apresenta variação desse parâmetro na banda superior, essa variação é praticamente nula, na qual ressonância fica próxima do valor de 2,45GHz. A Fig. 4.15 mostra claramente essa independência do parâmetro  $L_{10}$  em função da banda superior. O parâmetro  $f_r$  é a frequência de ressonância obtida com a variação de  $L_{10}$ .

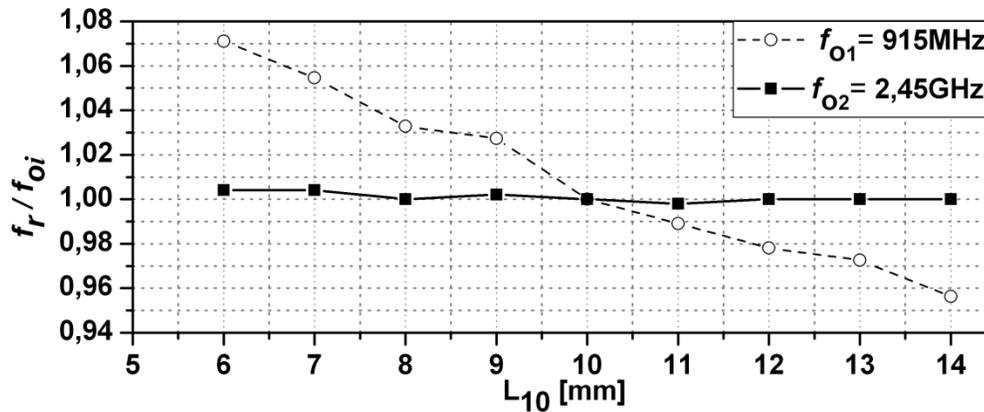
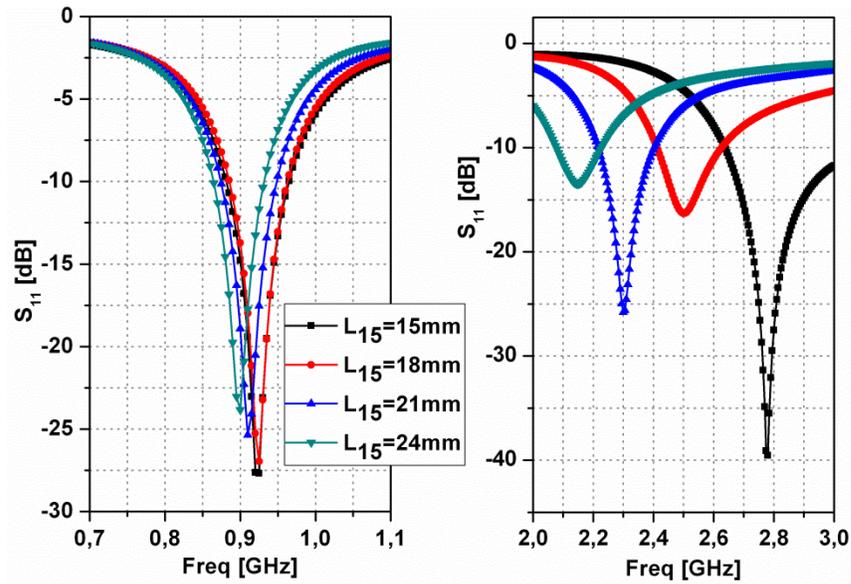


Figura 4.15: Desvio de frequência em função do comprimento  $L_{10}$ .

Os gráficos na Fig. 4.15 demonstram um comportamento quase constante na banda superior e um comportamento perto do linear na banda inferior. Essa mesma análise também é feita na banda superior, usando o mesmo critério de dipolo de meia onda. O parâmetro  $L_{15}$ , sendo responsável pelo comprimento do menor dipolo, é variado e o resultado dessa variação é mostrado na Fig. 4.16.



(a) Banda inferior (b) Banda superior  
 Figura 4.16: Perda de retorno em função do comprimento  $L_{15}$  nas bandas de interesse.

Aumentando  $L_{15}$  a frequência de ressonância da banda superior diminui, enquanto a banda inferior quase praticamente não varia, como mostrado na Fig. 4.16. O desvio de frequência em função do  $L_{15}$  é mostrado Fig. 4.17.

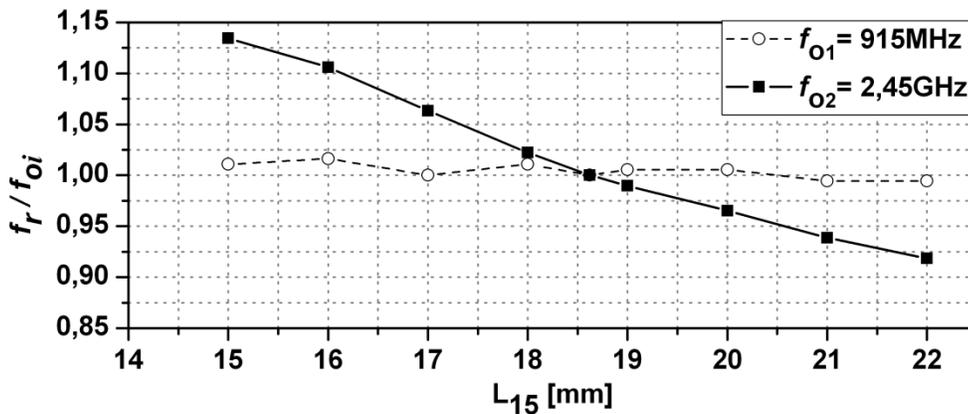


Figura 4.17: Desvio de frequência em função do comprimento  $L_{15}$ .

O parâmetro  $f_r$  é a frequência de ressonâncias obtida com a variação do  $L_{15}$ . Esses resultados mostram que a antena consiste em dois elementos independentes para operação de dupla banda e o comportamento linear do desvio facilita grandemente o ajuste da sintonia das frequências de ressonâncias em ambas bandas.

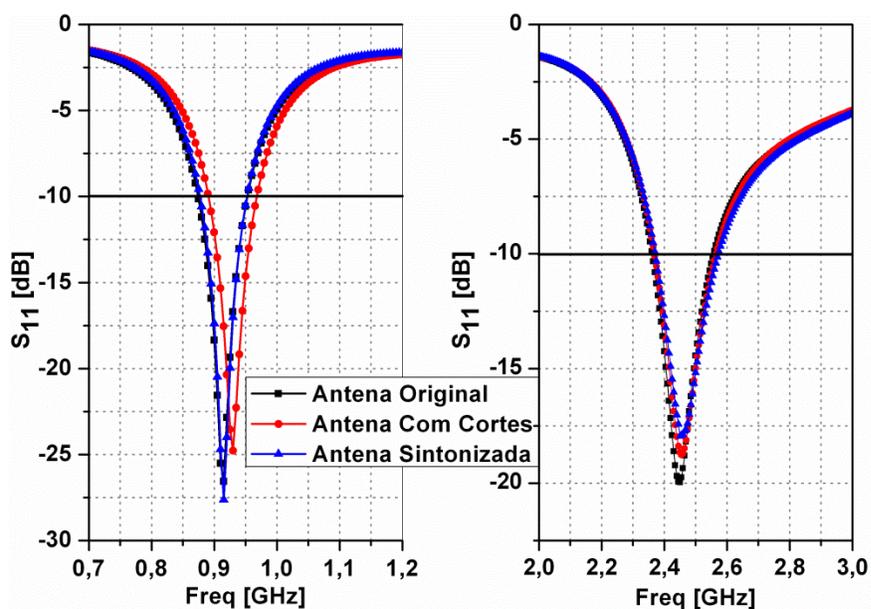
## 4.4 Resultados Referente ao Experimento 4

Nesta seção são apresentadas simulações da antena com diminuição do tamanho do substrato da antena da Fig. 3.3. A Tab. 4.3 mostra as novas dimensões da antena. Os demais parâmetros permaneceram inalterados.

Parâmetro	Valor (mm)	Parâmetro	Valor (mm)	Parâmetro	Valor (mm)
$W$	95,5	$S_1$	7,75	$C_1$	31,65
$L$	93,68	$S_2$	7,75	$C_2$	42,225

Tabela 4.3: Dimensões da antena cortada do Exp. 4.

A Fig. 4.18 mostra o resultado da perda de retorno comparada com a antena original. A figura também mostra a curva da antena sintonizadas em 915MHz e 2,45GHz.



(a) Banda inferior

(b) Banda superior

Figura 4.18: Perda de retorno da antena cortada.

O resultado mostra um maior deslocamento na banda inferior, a ressonância passou de 915MHz para 930MHz, denotando um deslocamento de 15MHz. Na banda superior o deslocamento foi mínimo, de 2,45GHz a ressonância passou para 2,455GHz, resultando em um

deslocamento de 5MHz.

Com o deslocamento da antena na banda inferior, para sintonizar novamente, foi ajustado o valor  $L_{10}=18,62\text{mm}$  e a antena voltou nas frequências de interesse. A Tab. 4.4 mostra a comparação das larguras de banda nessa situação.

<b>Antena Original</b>	<b>Antena Com Cortes</b>	<b>Antena Sintonizada</b>
870MHz – 955MHz (85MHz)	890MHz – 970MHz (80MHz)	875MHz – 955MHz (80MHz)
2,36GHz – 2,56GHz (200MHz)	2,37GHz – 2,56GHz (190MHz)	2,37GHz – 2,57GHz (200MHz)

Tabela 4.4: Comparação das larguras de banda da Fig. 4.18.

Esse estudo é importante pelo fato de que, a redução da área de substrato conserva as condições de fácil ajuste. A área reduzida de substrato foi de 53,4% em relação à antena fabricada.

## 4.5 Resultados Referente ao Experimento 5

Esse experimento tem como objetivo verificar as condições de fácil ajuste, quando se muda o substrato. Parâmetros de espalhamento como padrão de irradiação e largura de banda serão analisados. O gráfico da Fig. 4.19 mostra duas curvas de perda de retorno. A curva em vermelho mostra a primeira simulação da antena sem a otimização do *balun*, a curva apresenta uma maior reflexão na banda superior e fora da frequência de interesse.

O critério de -10dB para largura de banda satisfaz somente na banda inferior, a solução foi ajustar o *balun* para larguras e comprimentos de modo a equilibrar as bandas de frequências. O material escolhido para a simulação possui permissividade relativa alta, logo as trilhas do *balun* foram reduzidas e seus novos valores são mostrados na Tab. 4.5.

Parâmetro	Valor (mm)	Parâmetro	Valor (mm)	Parâmetro	Valor (mm)
$L_1$	9,4	$W_1$	1,19	$W_2$	0,77
$L_2$	42,5	$L_3$	8	$W_3$	0,47
$W_4$	0,47				

Tabela 4.5: Parâmetros otimizados do *balun*.

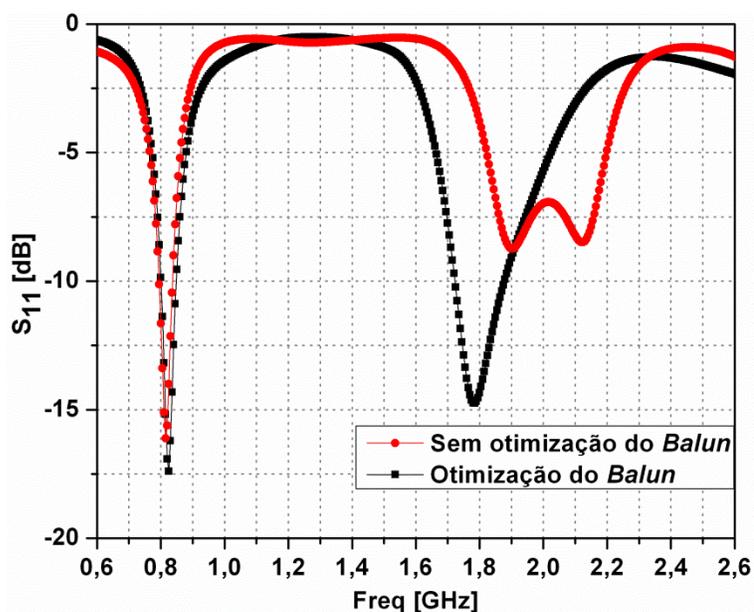
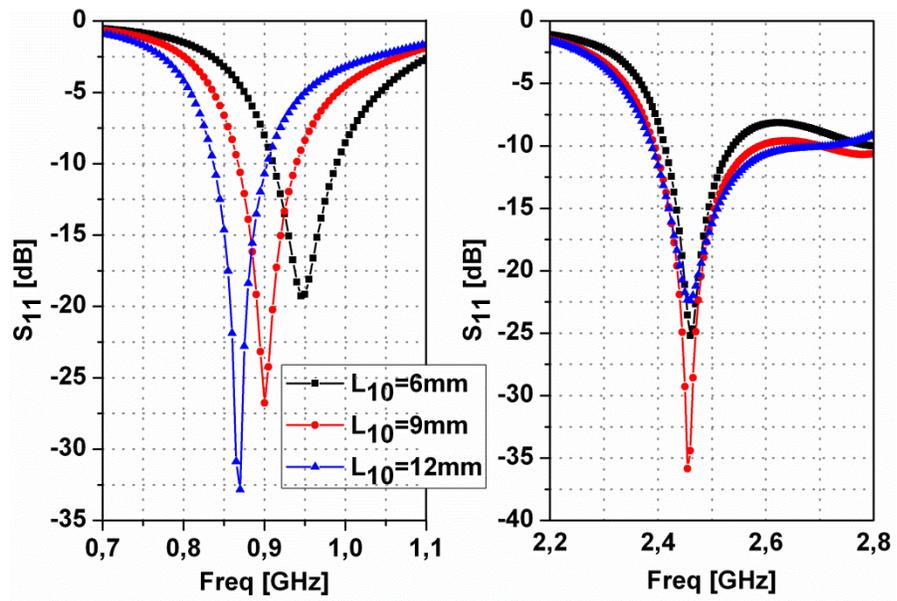


Figura 4.19: Perda de retorno na mudança de material.

Com a otimização da linha de alimentação, foi obtida uma melhora na banda superior, satisfazendo o critério de -10dB para perda de retorno como mostrado na curva em preto da Fig. 4.19. A antena foi sintonizada como as Figs. 4.20 e 4.21 ilustram, e permanece com a independência das estruturas, mantendo a linearidade na banda inferior e superior.

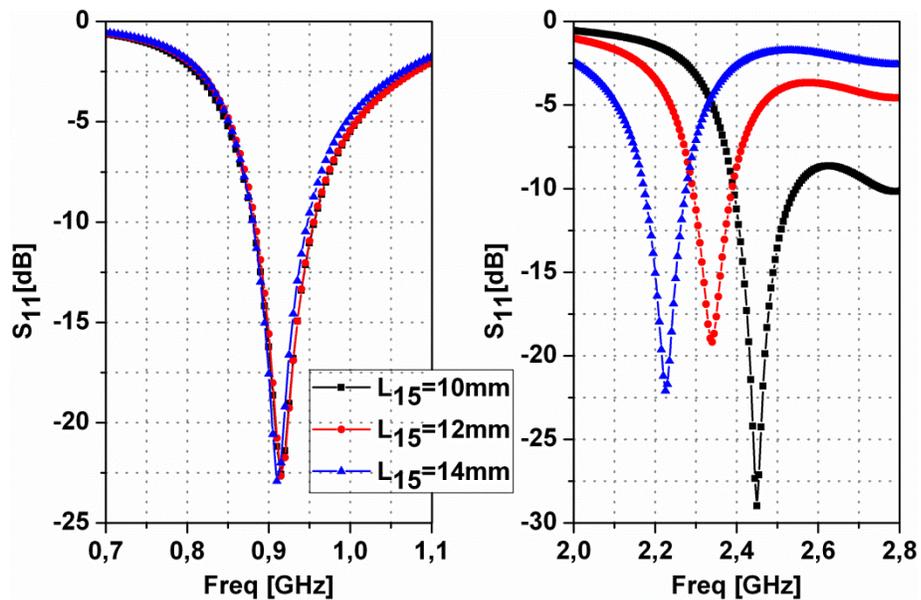
Com a variação do parâmetro  $L_{10}$  a banda inferior varia enquanto a banda superior permanece constante na região de 2,45GHz, para o parâmetro  $L_{15}$  a banda superior agora varia e a banda inferior permanece constante na região de 915MHz.



(a) Banda inferior

(b) Banda superior

Figura 4.20: Perda de retorno em função do comprimento  $L_{10}$  nas bandas de interesse.



(a) Banda inferior

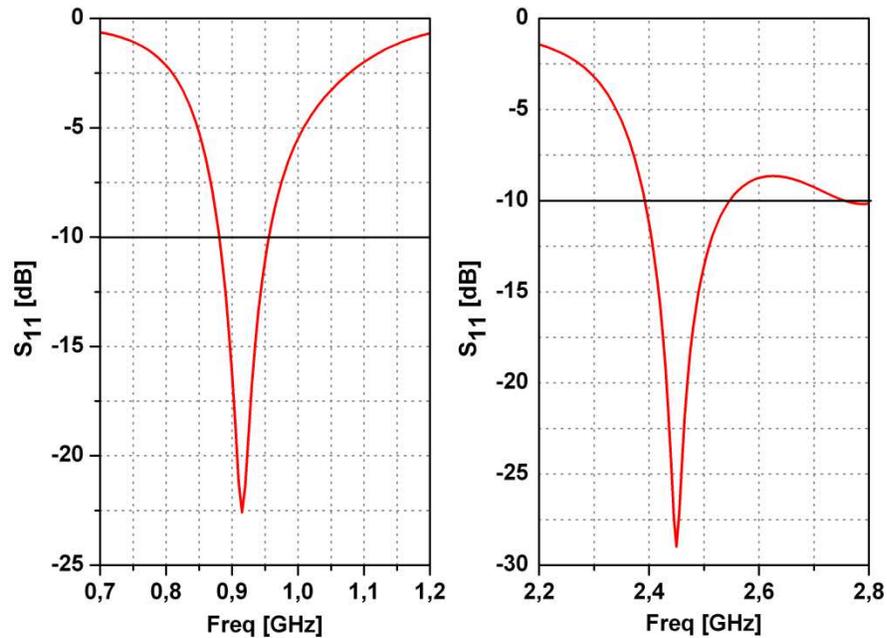
(b) Banda superior

Figura 4.21: Perda de retorno em função do comprimento  $L_{15}$  nas bandas de interesse.

Após essa sintonia, a Tab. 4.6 mostra os valores finais da antena e sua perda de retorno sintonizada é mostrada na Fig. 4.22.

Parâmetro	Valor (mm)	Parâmetro	Valor (mm)	Parâmetro	Valor (mm)
$L$	102,63	$L_1$	9,4	$W_1$	1,19
$W$	104	$W_2$	0,77	$W_3$	0,47
$L_2$	42,5	$L_3$	8	$W_4$	0,47
$L_4$	6,765	$L_5$	20	$W_5$	4,5
$L_6$	28	$L_7$	45,73	$L_8$	10
$L_9$	35,73	$L_{10}$	8	$L_{11}$	20
$L_{12}$	16,765	$L_{13}$	10	$L_{14}$	3
$L_{15}$	10	$S_1$	17	$S_2$	17
$W_{cut}$	2				

Tabela 4.6: Parâmetros otimizados da antena do Exp. 5.



(a) Banda inferior

(b) Banda superior

Figura 4.22: Perda de retorno simulada e sintonizada nas bandas de interesse.

A perda de retorno é satisfeita, com largura de banda simulada de 8,1% (880MHz – 955MHz) e 6,5% (2,39GHz – 2,55GHz). A utilização de substrato fino reduz a largura de banda de antenas planares (BALANIS, 1997).

As Figs. 4.23 e 4.24 ilustram o diagrama de irradiação polar e seu campo tridimensional em 915MHz, respectivamente.

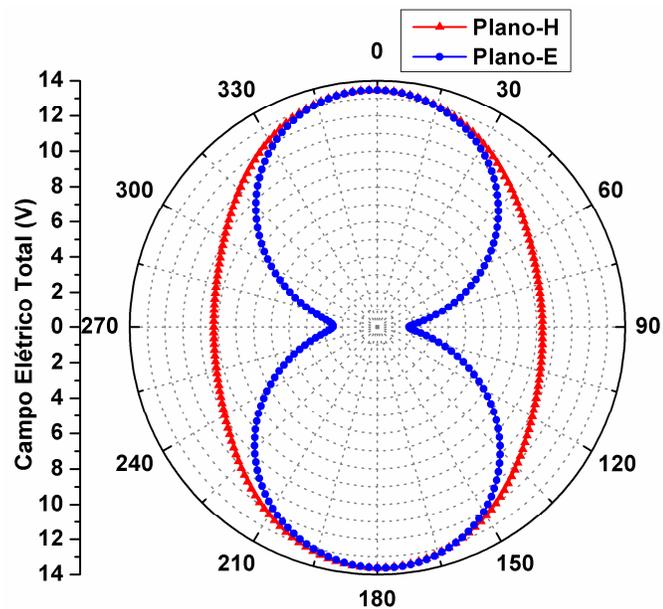


Figura 4.23: Simulação do campo elétrico em 915MHz.

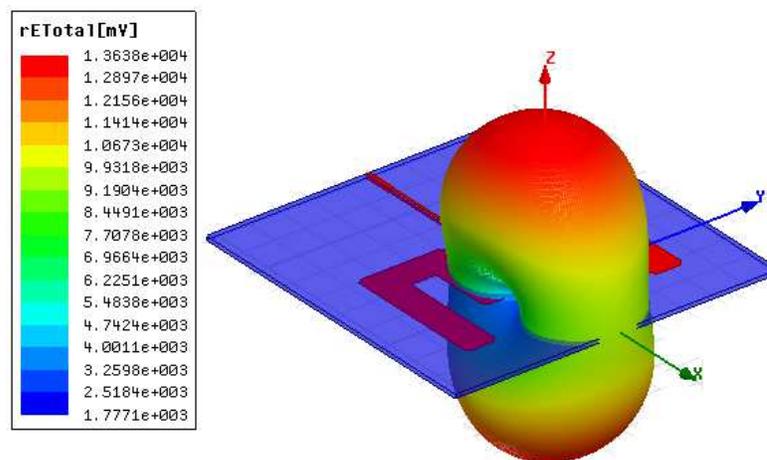


Figura 4.24: Distribuição tridimensional do campo elétrico em 915MHz.

As Figs. 4.25 e 4.26 ilustram o diagrama de irradiação na forma polar e seu campo tridimensional em 2.45GHz, respectivamente. Os gráficos em ambas as frequências, apresentam radiação nos dois hemisférios do substrato.

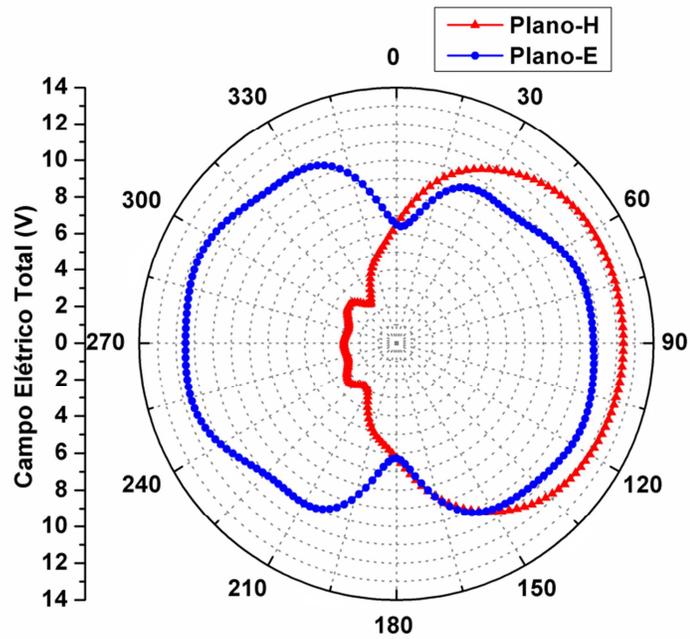


Figura 4.25: Simulação do campo elétrico em 2,45GHz.

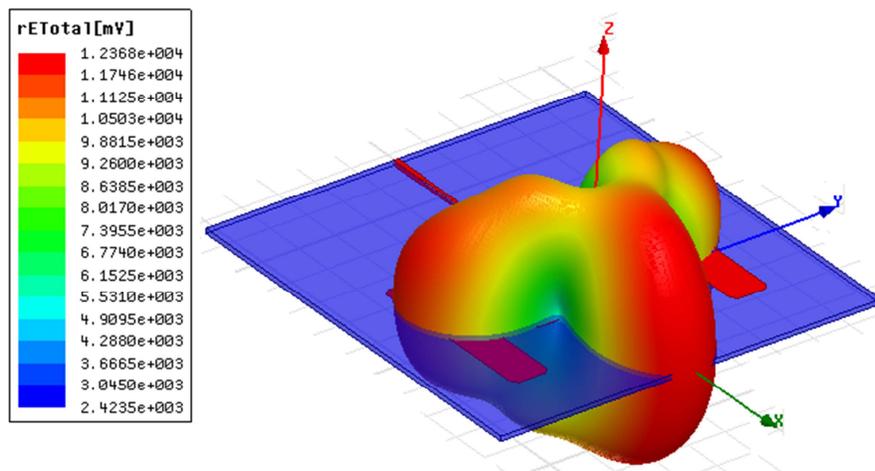


Figura 4.26: Distribuição tridimensional do campo elétrico em 2,45GHz.

A Fig. 4.27 mostra o ganho de 4,4dB a 5,2dB para a banda inferior e 3,8dB a 4,4dB para a banda superior. O ganho da antenna em 915MHz e 2,45GHz são de 4,9dB e 4,06dB, respectivamente. A antenna possui ganho próximo nas frequências de ressonância, demonstrando o mesmo desempenho. A Fig. 4.28 mostra a impedância da antenna nas duas frequências. A impedância em 915MHz é de  $52,1+j7,3 \Omega$  e na frequência de 2,45GHz de  $51,1+j3,4 \Omega$ .

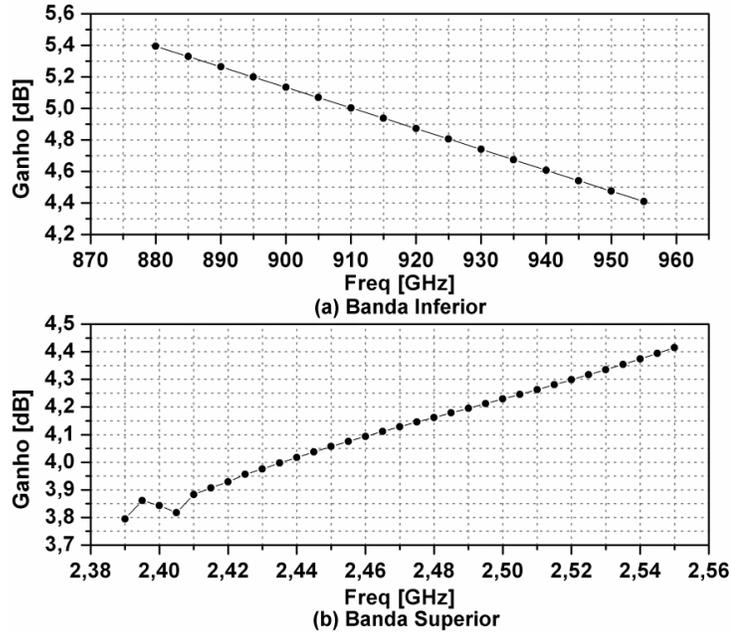
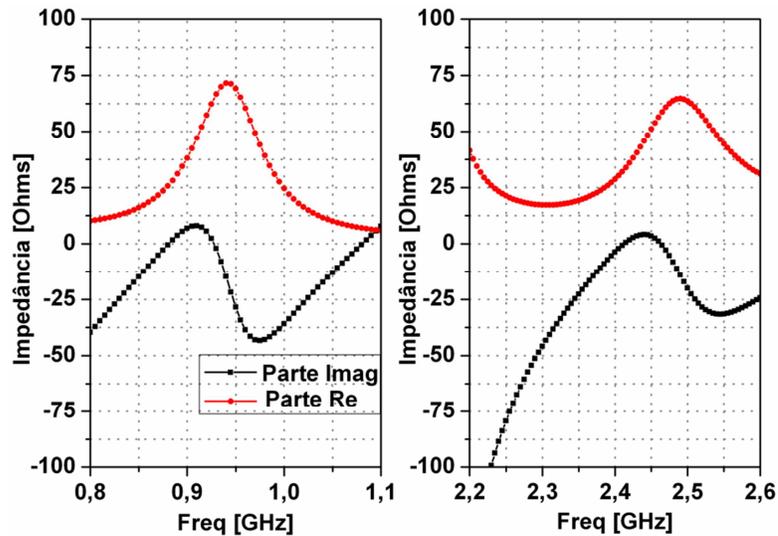


Figura 4.27: Ganho simulado da antenna.



(a) Banda inferior (b) Banda superior

Figura 4.28: Impedâncias da antenna.

# Capítulo 5

## Conclusão e Trabalhos Futuros

Uma visão geral sobre os resultados alcançados e sua importância no apoio ao projeto de antenas é apresentada, seguida de comentários conclusivos. Trabalhos e pesquisas futuras com extensões ao ambiente computacional são então sugeridos.

### 5.1 Conclusões

Este trabalho apresentou o desenvolvimento de uma antena de banda dupla formada por um arranjo de dipolos operante nas frequências de 915MHz e 2,45GHz. Partindo do modelo simples de antena dipolo, várias modificações foram sugeridas e testadas através de simulações. A antena apresenta vantagem de ser sintonizada facilmente a partir de dois parâmetros, inclusive com uma mudança de substrato.

A sua idealização foi baseada em otimizações para o atendimento de requisitos eletromagnéticos, satisfazendo as especificações de projeto e por isso pode ser muito útil para o RFID e redes de sensores sem fio (RSSF).

### 5.2 Trabalhos Futuros

Como continuação deste trabalho, sugere-se a medição dos padrões de radiação da antena de banda dupla em uma câmara anecóica. Isso irá resultar numa comparação da simulação com dados medidos. A construção e medição da antena proposta de material AD/1000 da *Arlon* também são sugeridas.

Além destes, outro possível trabalho seria o desenvolvimento dessa antena com materiais flexíveis como o caso de tecidos e alguns polímeros. Modificações de diversos padrões de geometria do elemento irradiador podem ser empregadas para aumento de larguras de bandas e ganho.



## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABU, M.; RAHIM, M., K., A.; SUAIDI, M., K.; IBRAHIM, I., M.; NOR, N., M. A meandered triple band printed dipole antenna for RFID. **IEEE**, In: Microwave Conference, 2009. p.1958-1961.

AL-JOUMAYLY, M., A; AGUILAR, S., M.; BEHDAD, N.; HAGNESS, S., C. Dual band miniaturized patch antennas for microwave breast imaging. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, v.9, p.268-271, 2010.

ALMEIDA, A., F., L.; FECHINE, P., B., A.; KRETLY, L., C.; SOMBRA, A., S., B. BaTiO<sub>3</sub> (BTO)–CaCu<sub>3</sub>Ti<sub>4</sub>O<sub>12</sub> (CCTO) substrates for microwave devices and antennas. **Journal of Materials Science**, v.41, n.14, p.4623-4631, 2006.

AWAN, A. H.; MUNEEB, B.; ISLAM Q. Design, substrates comparison and fabrication of 8 element high gain microstrip patch antenna. In: International Conference on Advances in Space Technologies Islamabad, Pakistan, 2008, vol. 2, p.12-17.

BALANIS, C. A. **Antenna theory: Analysis and design**. New York: John Wiley Sons, 1997.

BAREI, M.; TIWARI, B. N.; HOCHMEISTER, A.; JEGERT, G.; ZSCHIESCHANG, U.; KLAUK, H.; FABEL, B.; SCARPA, G.; KOBLMÜLLER, G.; BERNSTEIN, G., H.; POROD, W.; LUGLI, P.; Nano antenna array for terahertz detection. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v.1, p.1–7, 2011.

BAYRAM, Y.; ZHOU, Y.; SHIM, B., S.; SHIMEI X.; ZHU, J.; KOTOV, N., A.; VOLAKIS, J. L. E-Textile conductors and polymer composites for conformal light weight antennas. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v.58, n.8, p.2732-2736, 2010.

CARNEIRO, F., R.; ARAÚJO, J. H., GINANI, M., F.; D'ASSUNÇÃO, A., G.; MARTINS, R., A.; MENDONÇA, L., M. Simulation and measurement of inset-fed microstrip patch antennas on BiNbO<sub>4</sub> substrates. **Microwave and Optical Technology Letters**, v.52, n.5, p.1034-1036, 2010.

CARVER, K.; MINK, J. Microstrip antenna Technology, **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v.29, n.1, p.2-24, 1981.

CHEN, L. **Dual frequency patch antenna design for global navigation satellite system**. 2007. 137p. Thesis (Master) - Faculty of the Russ College of Engineering and Technology of Ohio University, Ohio.

CHEN, G.,Y.; SUN, J. S. A printed dipole antenna with microstrip tapered balun. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 40, n.4, p.344-346, 2004.

CHENG, D., K. **Field and wave electromagnetics**. California: Addison Wesley, 1989. p.717.

COS, M., E.; ALVAREZ, Y.; HADARIG, R.; LAS-HERAS, F. Flexible uniplanar artificial magnetic conductor. **Progress In Electromagnetics Research**, v. 106, p.349-362, 2010.

DESCHAMPS, G. Microstrip microwave antennas. In: The third symposium on the usaf antenna research and development program, 1953.

DIAO, J. M.; YANG, F.; DU, L.; OUYANG, J.;YANG, P. Enhancing terahertz radiation from dipole photoconductive antenna by blending tips. **Progress In Electromagnetics Research Letters**, v.25, p. 127-134, 2011.

FUQIANG, K.; DONGYA, S.; JIE1, X.; XINFANG, S.; WENPING, R. A triple-band microstrip antenna for WLAN applications. **IEEE**, In: International Conference on Communications and Mobile Computing, p.68-71, 2010.

GHOSH, C., K.; PARUI, S., K. Design, analysis and optimization of a slotted microstrip patch antenna array at frequency 5.25 GHz for WLAN-SDMA system. In: International Journal on Electrical Engineering and Informatics, 2010, v.2, n.2, p.102-112.

HOWELL, J., Q. Microstrip antennas. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, p.90–93, 1975.

HU, W.; YIN, Y., Z.; YANG, X.; REN, X., S. Compact printed antenna with shaped stub for dual-band operation. **Electronics Letters**, v.46 n.25, 2010.

KHIDRE, A.; LEE, K., F.; YANG, F.; ELSHERBENI, A. Wideband circularly polarized E-Shaped patch antenna for wireless applications. **IEEE Antennas and Propagation Magazine**, v. 52, n.5, p.219-229, 2010.

KIMOUCHE, H., ZEMMOUR, H. A compact fractal dipole antenna for 915MHz and 2.4GHz RFID tag applications. **Progress In Electromagnetics Research**, v.26, p.105–114, 2011.

KIM, J.; SAMI, Y. R. Implanted antennas inside a human body: simulations, designs, and characterizations. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 52, n.8, p.1934-1943, 2004.

KRAUS, J. **Antenas**. Rio de Janeiro: Guanabara Koogan, 1983.

KUMAR, A.; PARKASH, D.; KARTIKEYAN, M., V. Planar Antennas for Passive UHF RFID tag. **Progress In Electromagnetics Research**, v.19, p.305–327, 2010.

KUMAR, G.; RAY, K. P. *Broadband Microstrip Antenna*. Boston: Artech House, 2003. 407p.

LESTARI, A., A.; BHARATA, E.; SUKSMONO, A., B.; YAROVYOY, A., G.; LIGTHART, L.P. Bent tapered microstrip balun transformer. **IEEE**, In: *Microwave Conference APMC 2009*, Singapore, 2009. p.2156-2159.

LIN, W.; QING-XIN, C. A Novel RFID Tag Antenna for matching complex impedances on 915MHz and 2.45GHz bands. In: *Microwave Conference*, 2010, p.2248-2251.

MEDEIROS, C. R.; COSTA, J. R.; FERNANDES, C. A. RFID Reader antennas for tag detection in self-confined volumes at UHF. **IEEE Antennas and Propagation Magazine**, v.53, n.2, p.39-50, 2011.

MILLIGAN, T., A. **Modern antenna design**. New Jersey: John Wiley & Sons, 2005. p.633.

MORETTI, A. Estudo do brim santista visando aplicações em antenas têxteis. 2011. 71p. Dissertação (Mestrado) – Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, Campinas.

MUNSON, R. E. Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v.22, n.1, p.74–78, 1974.

OKOSHI, T.; UEHARA, Y.; TAKEUCHI, T. The Segmentation method an approach to the analysis of microwave planar circuits, **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, p.662-668, 1976.

PÍTRA, K.; RAIDÁ, Z. Planar millimeter wave antennas: a comparative study. **Radioengineering**, v. 20, n. 1, p.263-269, 2011.

POZAR, D., M. Microwave engineering. New York: John Wiley & Sons, 2005, p.712.

REINEIX, A., JECKO, B. Analysis of Microstrip patch antennas using finite difference time domain method. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 31, n. 11, p.1361-1369, 1989.

RINKENZELLER, K., RFID handbook, John Wiley & Sons, UK, 2003.

SADIKU, M. N.O. **Elements of electromagnetics**, New York: Oxford University, 2001. 687p.

SHEN, X.; YIN, Y.; CHENGYUE, S.; SHAOLI, Z. Broadband dual-frequency spider-shaped printed dipole, **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 52, n.4, p.917-919, 2010.

SINGH, V., K.; ALI, Z.; AYUB, S. Design of compact rectangular slot micro strip antenna for mobile communication. **Journal of Researches in Engineering**, v.10, n.7, p.52-54, 2010.

STUTZMAN, W. L.; THIELE, G. A. **Antenna theory and design**. New York: John Wiley Sons, 1998. p.597.

TZE-MENG, O., GEOK, T., K.; REZA, A., W. A dual-band omni-directional microstrip antenna. **Progress In Electromagnetics Research**, v.106, p.363–376, 2010.

YIH-CHIEN, C.; ZENG, Y. Double layered coplanar patch antenna on  $\text{CaLa}_4\text{Ti}_5\text{O}_{17}$  high permittivity substrate with coplanar waveguide feed line. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 51, n.1, p98-100, 2009.

ZENG, R., H.; CHU, Q., X. A compact slot coupled dual band RFID tag antenna. **Microwave and Optical Technology Letters**, v.51, n.9, 2009.

ZHANG, L., N.; ZHONG, S., S.; LIANG, X., L.; CHUN, H., L. Compact meander monopole antenna for tri-band WLAN application. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 49, n.4, 2007.

XIE, H., H.; JIAO, Y., C.; SONG, K.; YANG, B. Miniature electromagnetic band gap structure using spiral ground plane. **Progress In Electromagnetics Research**, v. 17, p.163-170, 2010.