



**UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM SISTEMAS DE
COMUNICAÇÃO E AUTOMAÇÃO**

ISAAC BARROS TAVARES DA SILVA

**PROJETO E ANÁLISE DE ANTENA DE MICROFITA COM UTILIZAÇÃO DE
METAMATERIAL DO TIPO CSRR**

MOSSORÓ-RN

2014

ISAAC BARROS TAVARES DA SILVA

**PROJETO E ANÁLISE DE ANTENA DE MICROFITA COM UTILIZAÇÃO DE
METAMATERIAL DO TIPO CSRR**

Dissertação de mestrado acadêmico
apresentada ao Programa de Pós-Graduação
em Sistemas de Comunicação e Automação,
como requisito para a obtenção do título
Mestre em Sistemas de Comunicação e
Automação.

Orientador: Prof. Dr. Humberto Dionísio de
Andrade – UFERSA

Co-orientador: Prof. Dr. Humberto César
Chaves Fernandes – UFRN

MOSSORÓ-RN

2014

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

Biblioteca Central Orlando Teixeira (BCOT)

Setor de Informação e Referência

S586p Silva, Isaac Barros Tavares da.

Projeto e Análise de Antena de Microfita com Utilização de Metamaterial do tipo CSRR/ Isaac Barros Tavares da Silva -- Mossoró, 2014.

115f.: il.

Orientador: Prof. Dr. Humberto Dionísio de Andrade.

Co- Orientador: Prof. Dr. Humberto César C. Fernandes.

Dissertação (Mestrado em Sistemas de Comunicação e Automação) – Universidade Federal Rural do Semi-Árido. Pró-Reitoria de Pesquisa e Pós-Graduação.

1. Antenas – Engenharia eletrônica. 2.CSRR. 3. Ultra wideband. I. Título.

RN/UFERSA/BCOT/888-14

CDD: 621.3824

Bibliotecária: Vanessa Christiane Alves de Souza Borba

CRB-15/452

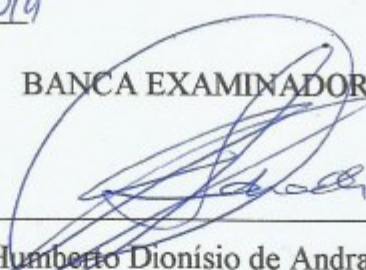
ISAAC BARROS TAVARES DA SILVA

**PROJETO E ANÁLISE DE ANTENA DE MICROFITA COM UTILIZAÇÃO DE
METAMATERIAL DO TIPO CSRR**

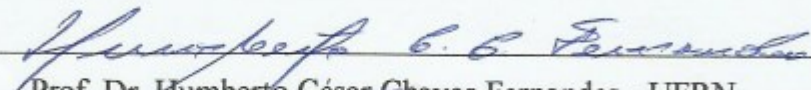
Dissertação de mestrado acadêmico
apresentada ao Programa de Pós-Graduação
em Sistemas de Comunicação e Automação,
como requisito para a obtenção do título de
Mestre em Sistemas de Comunicação e
Automação.

APROVADA EM: 19/12/2014

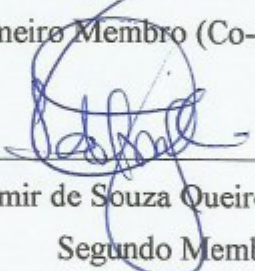
BANCA EXAMINADORA



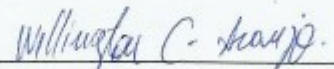
Prof. Dr. Humberto Dionísio de Andrade - UFERSA
Presidente (Orientador)



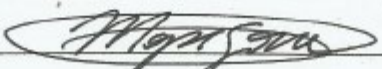
Prof. Dr. Humberto César Chaves Fernandes - UFRN
Primeiro Membro (Co-orientador)



Prof. Dr. Idalmir de Souza Queiroz Júnior - UFERSA
Segundo Membro



Prof. Dr. Wellington Candeia de Araújo - UEPB
Terceiro Membro



Prof. Dr. Marinaldo Pinheiro de Sousa Neto - IFRN
Quarto Membro

À minha irmã, Romana Barros (*in memoriam*), por sempre ter acreditado na minha capacidade e apoiado o que eu queria fazer.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente aos professores Humberto Dionísio e Humberto César pelo apoio durante a realização deste trabalho, não apenas diretamente com as dúvidas existentes aos assuntos abordados mas também auxiliando em atividades externas ao curso.

À minha mãe, Rozangelis Barros, pela paciência, suporte e incentivo sempre que precisei e total apoio em todas as decisões que tomei.

Aos meus primos Ian Thalles, Laiza Rodrigues e Ramon Teobaldo que me proporcionaram ótimos momentos que foram de grande importância para que eu me mantivesse focado nos meus objetivos.

Agradeço aos meus amigos Humberto Lima, Thaise Costa e Jenny Costa por todos os momentos que me foram proporcionados nos quais me fizeram permanecer seguindo em frente.

À todos os professores da pós-graduação pela dedicação e esforço no aprendizado dos alunos do programa, principalmente ao coordenador Professor Idalmir pelo auxílio durante todas as atividades realizadas.

À Monique Fernandes pela paciência, apoio e incentivo durante a realização de todas as minhas atividades do programa, no decorrer do dia-a-dia e em todos os meus objetivos pessoais.

À José Lucas, Jonathan Pereira, Adelson Lima, Magno Medeiros e Romênia Gurgel pelo suporte e auxílio nas diversas ocasiões em que meu trabalho necessitava de uma visão diferente e incrementos nos quais eu não conseguiria realizar sozinho.

À Viviane Grisa pelo apoio durante vários momentos, desde minha graduação, e suporte para que eu conseguisse realizar com sucesso cada etapa que consegui cumprir, principalmente em momentos complicados.

À Samantha Sória que, apesar da distância, todas as vezes que precisei conversar, debater algo ou simplesmente falar nada de útil estive à disposição com muito bom humor e sinceridade.

RESUMO

As antenas de microfita tipo *patch* (ou plaqueta) são antenas constituídas de um recorte metálico sobre um substrato dielétrico, e são bastante utilizadas devido ao seu tamanho reduzido e versatilidade em relação as diversas configurações e dimensões que podem ser utilizadas no *patch* a fim de alcançar características específicas de frequência de ressonância, largura de banda, diretividade e perda de retorno. Devido a essa versatilidade em relação aos parâmetros construtivos e eletromagnéticos, este trabalho apresenta uma proposta de antena de microfita envolvendo a inclusão de dois Anéis Ressonadores Complementares (*Complementary Split Ring Resonator – CSRR*), bem como a variação das dimensões deste, e será realizado um estudo sobre sua influência nos parâmetros da antena de microfita, projetada através da Teoria de Linha de Transmissão, objetivando o incremento da largura de banda da antena e a filtragem de determinadas faixas de frequência a fim de fabricar um dispositivo que opere no sistema *Ultra Wideband* (UWB). A aplicação de múltiplas camadas dielétricas também será estudada a fim de se observar sua influência na perda de retorno da antena. Os resultados foram obtidos através de simulações utilizando o *software* ANSYS HFSS®, que utiliza o método dos Elementos Finitos, e os melhores resultados obtidos, juntamente com a análise do material disponível, foram utilizados para a fabricação dos dispositivos e medição dos mesmos a fim de validar as simulações realizadas. Os resultados das simulações se mostraram satisfatórios, pois a característica capacitiva do CSRR permitiu o filtro de algumas faixas de frequência, fazendo com que a perda de retorno tivesse característica *dual-band*. O resultado experimental da perda de retorno se mostrou concordante com o padrão simulado, apesar do deslocamento de frequência, porém apenas uma das antenas construídas se adequou para aplicação no sistema UWB, com largura de banda fracionária de 34,12% para a frequência de ressonância 4,35 GHz com perda de retorno no valor de -36,22 dB, permitindo a operação desta em diversos sistemas de comunicação *wireless* como padrões 802.11a, 802.11n, 802.11p entre outros sistemas.

Palavras-Chave: Antenas de microfita. Metamateriais. *Ultra Wideband*.

ABSTRACT

Microstrip patch antennas consist of a metallic strip over a dielectric substrate and widely used because of its small size and versatility of its dimensions and possible configurations of the patch to achieve specific characteristics of resonance frequency, bandwidth, directivity and return loss. Due this versatility of its parameters, this work presents a microstrip patch antenna proposal involving the insertion of two Complementary Split Ring Resonators (CSRR), as the variation of its dimensions, and will be developed a study of CSRR's influence in antenna's parameters, designed by Transmission Line Theory, with the objective of increasing the antenna's bandwidth and filtering certain frequencies; and manufacture a device which operates in Ultra Wideband (UWB) system. The application of dielectric multilayers will be also studied with the objective of evaluate its influence in antenna's return loss. The software ANSYS HFSS® was used as an auxiliary tool to simulate the antennas parameters and the best results, as well the evaluation about the available material, were used to build the devices and measure them to validate the results previously simulated. The simulations results matched with the expected behavior of the return loss, because the filter characteristic appeared in some frequencies and the result presented a dual-band characteristic. The experimental result for the return loss agreed with the simulated pattern, despite the dislocated frequency to higher values, but just one of the measured antennas could be used in the UWB system with fractional bandwidth of 34,12% in the resonance frequency of 4,35 GHz with return loss of -36,22 dB, allowing the operation in many wireless communication systems like the IEEE standards 802.11a, 802.11n and 802.11p.

Keywords: Microstrip antennas. Metamaterials. *Ultra Wideband*.

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Comparação entre características de sistemas de comunicação.	65
Tabela 2 - Comparativo entre as capacidades do sistema UWB com outros sistemas.....	67
Tabela 3 - Taxa de transferência de dados de diferentes sistemas.	68
Tabela 4 - Dimensões do CSRR.....	71
Tabela 5 - Variações das dimensões do CSRR.	72
Tabela 6 - Informações sobre utilização de multicamadas.	73
Tabela 7 - Informações sobre as camadas utilizadas no Caso 7.	73
Tabela 8 - Informações sobre as camadas utilizadas no Caso 8.	74
Tabela 9 - Resultados da antena padrão e de monopolo.....	76
Tabela 10 - Resultados da antena CSRR padrão.....	79
Tabela 11 - Resultados da antena CSRR padrão e caso 1 simulado.	84
Tabela 12 - Resultados da antena CSRR padrão e caso 2 simulado.	86
Tabela 13 - Resultados da antena CSRR padrão e caso 3 simulado.	90
Tabela 14 - Resultados das antenas mostradas na Figura 51.	93
Tabela 15 – Descrição dos parâmetros da simulação.	94
Tabela 16 – Resultados das antenas mostradas na Figura 54.	96
Tabela 17 - Resultados das antenas mostradas na Figura 56.	98
Tabela 18 - Resultados das antenas mostradas na Figura 58.	100
Tabela 19 - Resultados da antena proposta e com substrato FR4.	101
Tabela 20 - Dimensões utilizadas para fabricação.	103
Tabela 21 - Resultados simulados e medidos para a antena CSRR projetada.	107
Tabela 22 – Resultados simulados e medidos para a antena com substrato FR4.	109

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Elementos de uma antena de microfita.....	21
Figura 2 - Formatos mais comuns de patch.	22
Figura 3 - Representação elétrica da alimentação por linha de microfita.....	23
Figura 4 - Alimentação coaxial em antena de microfita.....	23
Figura 5 - Alimentação via acoplamento.....	24
Figura 6 - Alimentação por aproximação.	24
Figura 7 – (a) Vista isométrica e (b) frontal de antena de microfita e seu efeito de franjamento.	25
Figura 8 – (a) Vista superior do patch e (b) efeito de franjamento no comprimento da antena.	26
Figura 9 - Inset feed de comprimento y_0 em antena de microfita.	29
Figura 10 - Exemplo de elementos utilizados para o Método dos Elementos Finitos.	34
Figura 11 - Comportamento da antena ao ser alimentada.	38
Figura 12 - Modelo de cavidade adotado para o método da cavidade.	39
Figura 13 - Modos de operação TM^x	41
Figura 14 - Modelo de quadripolo.....	43
Figura 15 - Linha de transmissão para carga Z_L	45
Figura 16 - Padrão de diretividade.	49
Figura 17 - Representação gráfica da Equação 75.	55
Figura 18 - Representação gráfica das soluções da Equação 75 e Equação 76.	56
Figura 19 - Diagrama de permissividade-permeabilidade e índice de refração.....	57
Figura 20 - Primeiros metamateriais propostos por Pendry.....	58
Figura 21 - Circuito equivalente de um SRR.....	61
Figura 22 - Circuito equivalente de apenas um anel ressonador.....	61
Figura 23 - Estrutura proposta por Smith et al.	62
Figura 24 - Superposição entre os condutores e o SRR.	63
Figura 25 - Densidade espectral de potência de diferentes sistemas.....	66
Figura 26 – Antena de referência.	69
Figura 27 - Antena de monopolo.....	70
Figura 28 - Dimensões de um CSRR.	71
Figura 29 - Antena proposta com CSRR.	71
Figura 30 - Representação da antena com múltiplas camadas dielétricas.	72

Figura 31 - Perda de retorno da antena padrão e antena monopolo.	75
Figura 32 - (a) Densidade linear de corrente da antena padrão. (b) Densidade de corrente da antena monopolo.	76
Figura 33 – Diagrama de radiação (a) 2D e (b) 3D da antena padrão para a frequência de 5,8 GHz.....	77
Figura 34 - Diagrama de radiação (a) 2D e (b) 3D da antena monopolo para a frequência de 7,6 GHz.....	78
Figura 35 - Perda de retorno entre antena padrão, monopolo e CSRR padrão.	79
Figura 36 - Densidade linear de corrente da antena CSRR padrão.	80
Figura 37 - Diagrama de radiação (a) 2D e (b) 3D da antena CSRR padrão para 7,17 GHz. ...	80
Figura 38 - Perda de retorno do caso 1 comparado com antena CSRR padrão.	81
Figura 39 - Densidade linear de corrente para (a) $g = 1,7$ mm e (b) $g = 0,7$ mm.	82
Figura 40 - Diagrama de radiação (a) 2D e (b) 3D para $g = 1,7$ mm.	83
Figura 41 - Diagrama de radiação (a) 2D e (b) 3D para $g = 0,7$ mm.	83
Figura 42 - Perda de retorno do caso 2 comparado com antena CSRR padrão.	84
Figura 43 - Densidade linear de corrente para (a) $s = 0,6$ mm e (b) $s = 0,2$ mm.	85
Figura 44 - Diagrama de radiação (a) 2D e (b) 3D para $s = 0,6$ mm.....	86
Figura 45 - Diagrama de radiação (a) 2D e (b) 3D para $s = 0,2$ mm.....	87
Figura 46 - Perda de retorno do caso 3 comparado com antena CSRR padrão.	88
Figura 47 - Densidade de corrente para (a) $d = 0,7$ mm e (b) $d = 0,3$ mm.	89
Figura 48 - Diagrama de radiação (a) 2D e (b) 3D para $d = 0,7$ mm.	90
Figura 49 - Diagrama de radiação (a) 2D e (b) 3D para $d = 0,3$ mm.	91
Figura 50 - Descrição da estrutura com multicamada.	92
Figura 51 - Perda de retorno de multicamadas com $\epsilon_r = 6,15$ comparada com antena proposta.	92
Figura 52 - Descrição da estrutura para $\epsilon_r = 2,2$ na multicamada.	94
Figura 53 - Descrição da estrutura com duas camadas acima do <i>patch</i>	94
Figura 54 - Perda de retorno de multicamadas comparada com antena proposta.	95
Figura 55 - Estrutura utilizada para simulações do caso 7.	96
Figura 56 - Perda de retorno para $\epsilon_r = 2,2$ após camada com $\epsilon_r = 1$ com diferentes alturas.	97
Figura 57 - Estrutura de multicamada para o caso 8.	98
Figura 58 - Perda de retorno para $\epsilon_r = 6,15$ após camada com $\epsilon_r = 1$ com diferentes alturas. ...	99
Figura 59 - Perda de retorno da antena proposta e com substrato FR4.	101

Figura 60 - Dielétricos utilizados para fabricação das antenas com substrato: (a) RT/duroid 5880 e (b) FR4.	102
Figura 61 - Fresa de prototipagem utilizada na fabricação das antenas propostas.	103
Figura 62 - Vista (a) frontal e (b) traseira da antena fabricada com substrato RT/duroid 5880.	104
Figura 63 - Vista (a) frontal e (b) traseira da antena fabricada com substrato FR4.	104
Figura 64 - Analisador de Rede Vetorial utilizado para medição.	105
Figura 65 - Comparação entre valores simulados e experimentais da antena proposta.	105
Figura 66 - Carta de Smith da antena com substrato RT/duroid 5880.	106
Figura 67 - Comparação entre valores simulados e experimentais da antena com substrato FR4.	108
Figura 68 - Carta de Smith para antena com substrato FR4.	109

NOMENCLATURA

Letras Latinas

t – Espessura do condutor irradiante

L – Comprimento do *patch*

h – Espessura do substrato

W – Largura do *patch*

f_r – Frequência de ressonância

c – Velocidade das ondas eletromagnéticas no espaço livre

W_m – Largura da linha de microfita

Z_0 – Impedância característica da linha de transmissão

y_0 – Comprimento do *inset feed*

F – Operador linear

G – Função desconhecida

d – Função de excitação

W_p – Função peso

Z_{mn} – Matriz dos produtos internos entre os pesos e operador F aplicado em G

V_m – Matriz dos produtos internos entre os pesos e a função de excitação

m, n e p – Número de meio-ciclos presentes nas direções x, y e z , respectivamente

S_{11} – Coeficiente de reflexão da tensão no acesso 1 do quadripolo

S_{22} – Coeficiente de reflexão da tensão no acesso 2 do quadripolo

S_{21} – Ganho de tensão direta do quadripolo

S_{12} – Isolação do quadripolo

Q – Fator de qualidade da antena

$\vec{E}$ – Campo elétrico

$\vec{H}$ – Intensidade de campo magnético

V – Tensão de alimentação

Z_L – Impedância da carga

I – Corrente de alimentação

$\vec{D}$ – Deslocamento de fluxo

$\vec{J}$ – Densidade de corrente

n – Índice de refração do meio

a – Raio dos condutores

p – Tamanho médio de célula

R' – Resistência do material por unidade de comprimento

L – Indutância do material

C_1, C_2 – Capacitância do material

R – Resistência elétrica do material

B_f – Largura de banda fracionária

f_h – Componente de frequência superior do sinal

f_l – Componente de frequência inferior do sinal

C – Capacidade máxima do canal

B – Largura de banda do canal

S – Potência do sinal

N – Potência do sinal de ruído

L_m – Comprimento da linha de microfita

d – espessura do anel externo do CSRR

s – espaço entre as espessuras externas e internas do CSRR

g – gap de material condutor existente na extremidade do anel ressoador

L_s – Comprimento e largura da caixa condutora que envolve o CSRR

Letras Gregas

λ_0 – Comprimento de onda no espaço livre

ϵ_r – Permissividade elétrica relativa

ϵ_{ref} – Permissividade elétrica efetiva

δ_{reff} – Tangente de perdas efetiva

Γ – Coeficiente de reflexão

σ – Condutividade do material

ω – Frequência angular

η – Eficiência

η_0 – Eficiência total

η_r – Eficiência de reflexão

η_c – Eficiência de condução

η_d – Eficiência dielétrica

η_{cd} – Eficiência de radiação

μ_r – Permeabilidade relativa

ω_{pe} – Frequência elétrica de plasma

ξ – Fator de amortecimento

μ_0 – Permeabilidade do espaço livre

ω_{0m} – Frequência de ressonância magnética

Siglas

SRR – *Split Ring Resonator*

CSRR – *Complementary Split Ring Resonator*

UWB – *Ultra Wideband*

LTT – *Linha de Transmissão Transversa*

MoM – *Método dos Momentos*

TM – *Transverse Magnetic* (Magnético Transverso)

RL – *Return Loss* (Perda de Retorno)

SC – *Spacial Capacity* (Capacidade Espacial)

MDR – *Maximum Data Rate* (Taxa Máxima de Dados)

TA – *Transmission Area* (Área de Transmissão)

TD – *Transmission Distance* (Distância de Transmissão)

SPC – *Spectral Capacity* (Capacidade Espectral)

BW – *Bandwidth* (Largura de Banda)

VNA – *Vectorial Network Analyser* (Analisador Vetorial de Rede)

HFSS – *High Frequency Structural Simulator* (Simulador de Estruturas de Alta Frequência)

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	19
1.1 OBJETIVO GERAL	20
1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	20
2 REVISÃO DE LITERATURA.....	21
2.1 ANTENAS DE MICROFITA	21
2.2 MÉTODOS DE ALIMENTAÇÃO	22
2.3 MÉTODOS DE ANÁLISE	25
2.3.1 Método da linha de transmissão	25
2.3.1.1 Casamento de Impedância	28
<i>Linha de microfita</i>	<i>28</i>
<i>Inset feed</i>	<i>29</i>
2.3.3 Método dos Elementos Finitos.....	32
2.3.4 Método da cavidade	37
2.4 PARÂMETROS DE ANTENAS	42
2.4.1 Perda de retorno	42
2.4.2 Densidade de corrente	46
2.4.3 Diretividade.....	48
2.4.4 Eficiência	50
2.4.5 Ganho	51
2.4.6 Largura de banda (BW)	53
2.4.7 Carta de Smith	53
3 METAMATERIAIS	57
4 ULTRA WIDEBAND (UWB).....	64
5 MATERIAIS E MÉTODOS.....	69
6 RESULTADOS E DISCUSSÃO	75
6.1 RESULTADOS COMPUTACIONAIS	75
6.1.1 Variações das dimensões do CSRR na antena proposta.....	81
6.1.2 Verificação da utilização de múltiplas camadas	91

6.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	102
7 CONCLUSÕES	111
7.1 CONSIDERAÇÕES FINAIS	111
7.2 RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	112
REFERÊNCIAS	113

1 INTRODUÇÃO

No presente trabalho será abordada a utilização de uma configuração de dois anéis ressoadores complementares (*Complementary Split Ring Resonator* - CSRR), definido como um tipo de metamaterial, e a sua influência nos parâmetros de uma antena de microfita como perda de retorno, diagrama de radiação e densidade linear de corrente.

A partir dos primeiros experimentos envolvendo metamateriais (PENDRY et al, 1999) após sua especulação através de Veselago (1968) suas aplicações em antenas de microfita vêm aumentando de forma considerável. Devido às características particulares, os metamateriais têm a capacidade de promover alterações nos parâmetros das antenas de microfita que possibilitam a aplicação destas em diferentes sistemas de comunicação sem causar interferência em possíveis sinais que operem em determinadas faixas de frequência.

Devido ao crescimento da comunicação *wireless* e da diversidade de dispositivos operando em faixas de frequência da ordem de Giga-Hertz, como a tecnologia WLAN e WiMAX, é cada vez mais importante o projeto de antenas que possuam características de largura de banda, perda de retorno, diretividade, entre outros parâmetros, compatíveis com as mais variadas aplicações.

As antenas de microfita são ideais para diversas aplicações, principalmente as que requerem adequação da estrutura a uma superfície plana ou a qualquer tipo de superfície. Além de técnicas de produção de circuito impresso de baixa tecnologia e robustez mecânica (BALANIS, 2005). As características elétricas das antenas de microfita também são importantes do ponto de vista de aplicações por serem versáteis em frequência de ressonância, polarização e diretividade. Além da versatilidade em relação aos seus parâmetros elétricos e magnéticos, as antenas de microfita podem possuir diversas configurações possíveis de *patch*, plano de terra e substrato; além de diversos arranjos dos mesmos, tornando-as promissoras no estudo de desenvolvimento de antenas para aplicações na faixa de frequência *Ultra Wideband* (UWB).

Através da combinação entre metamaterial do tipo CSRR e antenas de microfita, é esperado através deste trabalho obter um dispositivo físico que opere em diferentes faixas de frequência dentro do sistema UWB para comunicação interna a partir do projeto realizado para a frequência de operação desejada. Para realização do projeto será feito um embasamento teórico acerca de parâmetros importantes no estudo de antenas de microfita, bem como a

origem e características dos metamateriais e as vantagens do sistema UWB para comunicação interna.

Ao final da fundamentação teórica será apresentada a metodologia de estudo utilizada durante o decorrer deste trabalho e, por fim, serão exibidos os resultados baseados na metodologia adotada e as conclusões acerca de todo processo descrito.

1.1 OBJETIVO GERAL

- Projetar e fabricar uma antena de microfitas adequada para aplicação de equipamentos que operam na faixa de frequência *Ultra WideBand* (UWB) com bandas de rejeição;
- Inclusão de célula metamaterial (CSRR) e verificação do seu comportamento quando aplicada no plano de terra de antenas de microfitas.

1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Projetar uma antena padrão, de acordo com técnicas encontradas na literatura, como parâmetro de comparação para as técnicas que serão utilizadas de modificação de parâmetros;
- Utilizar técnicas de projeto para modificação dos parâmetros da antena;
- Estudar o comportamento de algumas propriedades de irradiação dos dispositivos propostos através da aplicação de múltiplas camadas dielétricas.

2 REVISÃO DE LITERATURA

2.1 ANTENAS DE MICROFITA

Devido ao crescimento de tecnologias envolvendo circuitos integrados e miniaturização de dispositivos tem-se a necessidade de dispositivos de tamanho reduzido e de bom desempenho. As antenas de microfita são ideais para as diversas aplicações, principalmente as que requerem adequação da estrutura em um plano ou a qualquer tipo de superfície, técnicas de produção de circuito impresso de baixa tecnologia e robustez mecânica (BALANIS, 2005). As características elétricas das antenas de microfita também são importantes do ponto de vista de aplicações por serem versáteis em frequência de ressonância, polarização e impedância.

A primeira antena de microfita foi proposta por Deschamps em 1953, porém apenas a partir da década de 1970 as antenas de microfita receberam maior atenção. São constituídas basicamente de um elemento condutor irradiante ou *patch* de espessura muito menor que o comprimento de onda no espaço livre ($t \ll \lambda_0$), impresso sobre uma camada de material dielétrico, geralmente com dimensão entre 0,003 vezes o comprimento de onda no espaço livre e 0,005 ($0,003\lambda_0 \leq h \leq 0,005\lambda_0$), sobre um plano de terra, como mostra a Figura 1. O material dielétrico que se localiza sob o *patch* geralmente possui permissividade relativa $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$ e sua influência sobre o desempenho da antena está diretamente ligado a sua espessura, além de sua permissividade relativa. Quanto maior a espessura do substrato, maior será a geração de ondas se superfícies que encurta a faixa de operação da antena. O resultado é uma faixa de operação de, aproximadamente, 1%.

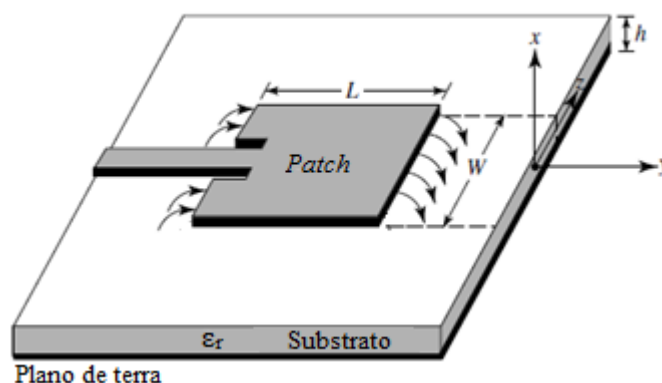


Figura 1 - Elementos de uma antena de microfita.

Fonte: BALANIS, 2005.

O *patch* pode possuir diversos formatos, incluindo arranjos de diferentes geometrias. Porém, para diferentes formatos do *patch* (Figura 2) serão obtidos diferentes resultados de operação e diferentes modelagens matemáticas serão utilizadas para análise. Os formatos mais comuns geralmente são utilizados como referência quando se deseja variar os parâmetros da antena para se obter as características desejadas.

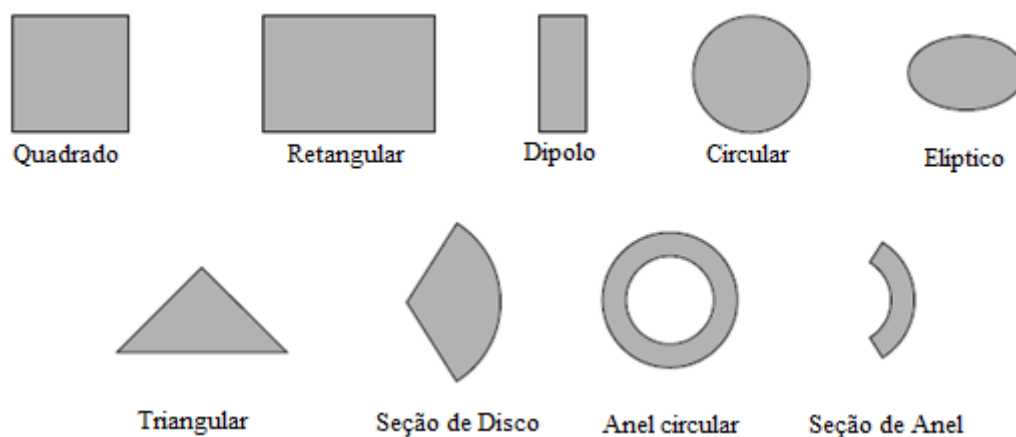


Figura 2 - Formatos mais comuns de *patch*.

Fonte: BALANIS, 2005.

2.2 MÉTODOS DE ALIMENTAÇÃO

Há quatro meios mais comuns de realizar a alimentação em uma antena de microfita, apesar de haverem mais técnicas. Os métodos mais comuns são conhecidos como linha de microfita, cabo coaxial, acoplamento por abertura e acoplamento por proximidade.

O método de linha de microfita é composto por um condutor, geralmente muito menor que a largura do patch (já apresentado na Figura 1). O condutor de alimentação é de fácil fabricação, porém a medida que a espessura do substrato é aumentada também há o incremento nas ondas de superfícies e radiação espúria de alimentação, o que limita sua aplicação para larguras de banda de 2% a 5%. Sua representação elétrica pode ser vista na Figura 3.

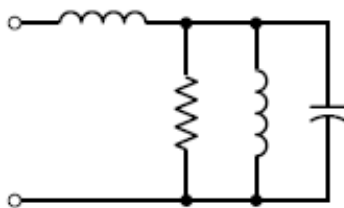


Figura 3 - Representação elétrica da alimentação por linha de microfita.

Fonte: BALANIS, 2005.

A alimentação por cabo coaxial também é bastante utilizada por ser de fácil fabricação. A parte interna do cabo coaxial é conectada ao *patch* da antena enquanto o condutor externo é conectado ao plano de terra, como mostra a Figura 4. A radiação espúria desse tipo de alimentação é baixa em relação à alimentação por linha de microfita, porém também possui baixa largura de banda (BALANIS, 2005). A modelagem desse tipo de alimentação é feita do mesmo modo da alimentação por linha de microfita, como já foi mostrada na Figura 3.

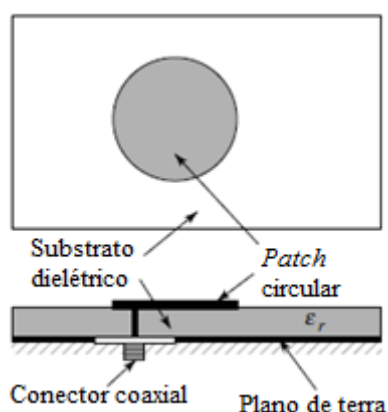


Figura 4 - Alimentação coaxial em antena de microfita.

Fonte: BALANIS, 2005.

A alimentação por acoplamento permite uma redução na radiação espúria em relação à alimentação via cabo coaxial e linha de microfita, porém ainda apresenta largura de banda estreita e é mais complicada de ser fabricada. Essa forma de alimentação consiste em dois substratos separados por um plano de terra e uma linha de microfita abaixo do substrato inferior que transfere a energia ao *patch* através de uma fenda no plano de terra, como é mostrado na

Figura 5. O casamento de impedância é feito através do projeto da largura da linha de microfita e das dimensões da fenda no plano de terra.

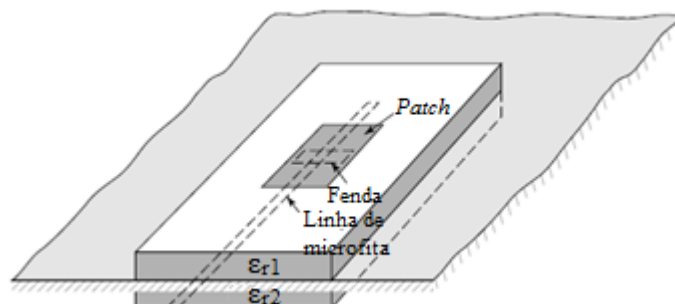


Figura 5 - Alimentação via acoplamento.

Fonte: BALANIS, 2005.

De todos os métodos de alimentação mencionados, o método de proximidade, conforme mostrado na Figura 6, é o método que permite que a antena possua uma maior largura de banda (em torno de 13%) e baixa radiação espúria em relação às alimentações por cabo coaxial e linha de microfita. O comprimento da alimentação e as dimensões dos outros componentes do arranjo podem ser ajustados para a antena trabalhar na frequência desejada.

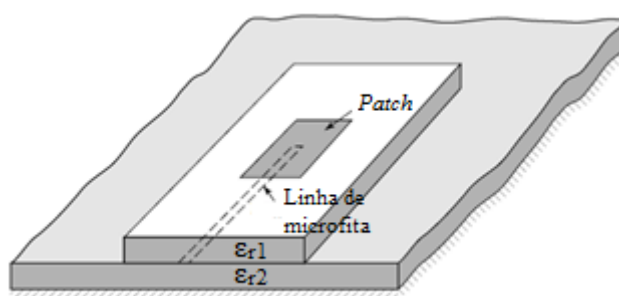


Figura 6 - Alimentação por aproximação.

Fonte: BALANIS, 2005.

2.3 MÉTODOS DE ANÁLISE

Há diversos modelos matemáticos para análise de antenas de microfita. Os mais comuns são os de linha de transmissão, proposto por Uzunoglu et al em 1979, método da cavidade proposto por Lo et al, também em 1979, e métodos de onda completa que inclui várias modelagens como Método dos Momentos e Método da Linha de Transmissão Transversa (LTT), este último desenvolvido por Fernandes (1986). O Método dos Elementos Finitos também é bastante utilizado para análise de antenas de microfita (DAVIDSON, 2005)

2.3.1 Método da linha de transmissão

O método de linha de transmissão é de modelagem mais simples dos métodos citados e promove uma boa percepção física do procedimento, porém com baixa precisão. Este método leva em consideração os efeitos de borda causados pelo fato do *patch* possuir dimensões finitas, o que leva a um efeito de franjamento tanto ao longo do comprimento quanto da largura do *patch*. A quantidade de franjamento é função das dimensões da antena (dimensões do *patch* e do substrato). No plano x-y (plano E principal) o franjamento é função do comprimento (L) do *patch*, da espessura do substrato (h) e de sua permissividade relativa (ϵ_r). A Figura 7 mostra uma representação de como ocorre o efeito do franjamento através do *patch* e substrato da antena.

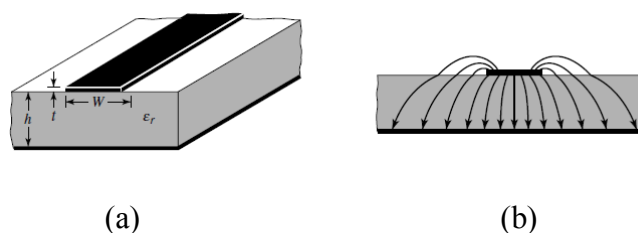


Figura 7 – (a) Vista isométrica e (b) frontal de antena de microfita e seu efeito de franjamento.

Fonte: BALANIS, 2005.

Como é possível observar na Figura 7, o efeito de franjamento faz com que as linhas de campo percorram tanto o ar quanto o substrato. Esse efeito requer a modelagem de uma

permissividade efetiva que leva em consideração tanto a permissividade do ar quanto do substrato (ϵ_r), por onde as linhas de campo passam. A permissividade efetiva (ϵ_{ref}) é definida como a constante dielétrica de um material uniforme, de modo que a linha de transmissão da antena sob efeito de franjamento possua as mesmas características elétricas de uma antena ideal que não sofre com esse efeito. De acordo com Balanis (2005), a constante dielétrica efetiva é dada pela Equação 1.

$$\epsilon_{\text{ref}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (1)$$

Onde:

h – espessura do substrato;

W – largura do *patch*.

Outro parâmetro que deve ser adequado devido ao efeito de franjamento é o comprimento da antena. Como o efeito de franjamento faz com que as linhas de campo percorram o ar, além do substrato, o comprimento efetivo da antena terá dimensão diferente de seu valor físico como pode ser visto na Figura 8. A variação desse comprimento é função tanto da permissividade relativa quanto da razão entre a largura do *patch* e espessura do substrato (W/h). Um método analítico de calcular essa variação foi proposta por Hammerstad em 1975 e é mostrado através da Equação 2.

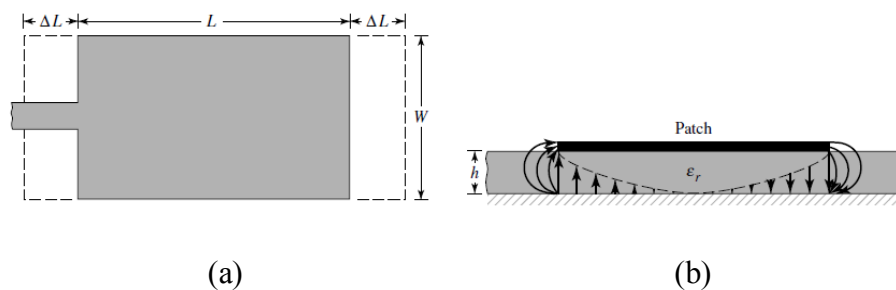


Figura 8 – (a) Vista superior do patch e (b) efeito de franjamento no comprimento da antena.

Fonte: BALANIS, 2005.

$$\Delta L = 0,412h \frac{(\epsilon_{\text{ref}} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{\text{ref}} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)} \quad (2)$$

Onde:

ΔL – variação de comprimento da antena.

De modo que o comprimento efetivo da antena é dado pelo seu comprimento físico somado com duas vezes a variação de comprimento devido ao efeito de franjamento. A Equação 3 mostra o modo de calcular o comprimento da antena de microfita de acordo com a frequência de ressonância desejada, bem como na Equação 4 que mostra como se calcular a largura da antena de microfita com os parâmetros já mencionados anteriormente.

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{\text{ref}}}} - 2\Delta L \quad (3)$$

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (4)$$

Onde:

L – comprimento do patch;

f_r – frequência de ressonância;

c – velocidade das ondas eletromagnéticas no espaço livre;

W – largura do *patch*.

O método de linha de transmissão possui uma desvantagem referente a impedância de entrada do sistema. Geralmente esse método possui uma elevada impedância de entrada, em torno de 200 Ω , enquanto o ideal é impedância de 50 Ω (BALANIS, 2005). Diferentes técnicas

de casamento de impedância podem ser utilizadas para diminuir a elevada impedância de entrada da linha de transmissão.

2.3.1.1 Casamento de Impedância

Um importante fator a ser avaliado para que não haja perdas no sinal aplicado em uma linha de transmissão, ou seja, para evitar reflexão do sinal emitido é o casamento de impedância. As diversas técnicas para essa avaliação se baseiam no teorema de máxima transferência de potência (BOYLESTAD, 2010), onde a impedância da carga deve ser igual à impedância de Thévenin do circuito ligado à carga.

Na literatura há diversas técnicas de casamento de impedância que podem ser utilizadas em antenas de microfita, como acoplamento por proximidade (POZAR e KAUFMAN 1987), por linha de microfita, através da utilização de *inset feed*, entre outras técnicas. As técnicas de casamento de impedância por linha de microfita e *inset feed* serão abordadas a seguir.

Linha de microfita

A linha de microfita é um método de alimentação que pode ser utilizado para casamento de impedâncias através dos cálculos de sua largura e altura. Segundo Pozar (2012), o comprimento da linha de microfita não deve ultrapassar 1/4 (um-quarto) do comprimento de onda da maior frequência de ressonância da antena levando-se em consideração a permissividade efetiva. A Equação 5 mostra como é determinado o comprimento da linha de microfita. Para determinação da largura da linha de microfita é apresentada a Equação 6, de acordo com Huang e Boyle (2008).

$$L_m = \frac{c}{4f_r \sqrt{\epsilon_{ref}}} \quad (5)$$

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_r} \left[\frac{W_m}{h} + 1,393 + 0,677 \ln \left(\frac{W_m}{h} + 1,44 \right) \right]} & \frac{W_m}{h} > 1 \\ \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{8h}{W_m} + \frac{W_m}{4h} \right) & \frac{W_m}{h} \leq 1 \end{cases} \quad (6)$$

Onde L_m corresponde ao comprimento da linha de microfita, Z_0 à impedância da linha de microfita e W_m à largura da linha de microfita. A resolução da Equação 6, quando $W_m/h > 1$ se dá a partir de métodos numéricos ao igualar Z_0 a 50Ω , valor ideal para impedância de entrada de uma antena de microfita (BALANIS, 2005).

Inset feed

A técnica conhecida como *inset feed* é realizada a partir da inserção de fendas no patch de modo que a impedância de entrada se reduza para atingir o valor mais próximo possível de 50Ω . A Figura 9 mostra a localização da fenda no *patch* de uma antena de microfita e sua configuração após a inserção da mesma.

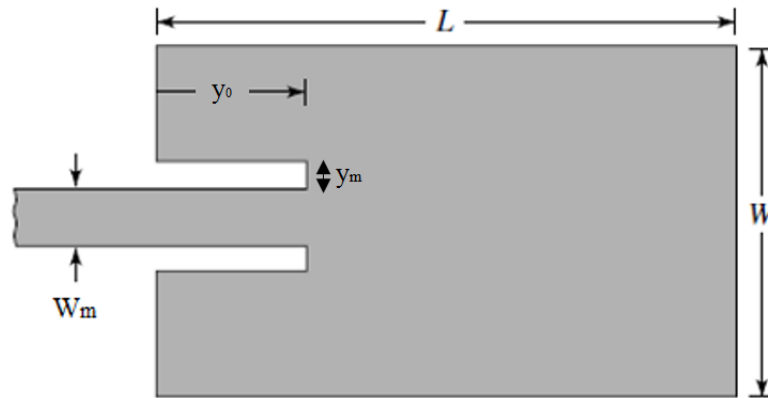


Figura 9 - *Inset feed* de comprimento y_0 em antena de microfita.

Fonte: BALANIS, 2005.

Para determinar o comprimento do *inset feed*, foi apresentada em 2003 por Ramesh e Yip uma equação (Equação 7) que é válida para valores de permissividade relativa entre 2 e 10 ($2 \leq \epsilon_r \leq 10$) a fim de aproximar a impedância de entrada da linha de microfita ao valor de 50 Ω .

$$y_0 = 10^{-4} \left(0,001699\epsilon_r^7 + 0,13761\epsilon_r^6 - 6,1783\epsilon_r^5 + 93,187\epsilon_r^4 - 682,69\epsilon_r^3 + 2561,9\epsilon_r^2 - 4043\epsilon_r + 6697 \right) \frac{L}{2} \quad (7)$$

Onde:

y_0 – comprimento do *inset feed*.

Na determinação da largura do *inset feed*, algumas medidas podem ser utilizadas. Segundo Araújo e Silva (2011) a mesma largura da linha de transmissão (W_m) pode ser utilizada como a largura do *inset feed*. Para Luna et al (2013) a largura do *inset feed* é calculado de modo que possua dimensão igual a metade da largura W_m da linha de transmissão da antena.

2.3.2 Método dos Momentos (MoM)

O Método dos Momentos é uma técnica matemática que realiza a transformação uma equação integral ou diferencial em um sistema de equações lineares, ou em uma matriz de equações, em que se pode obter o resultado através da aplicação de técnicas numéricas (GIBSON, 2008). Harrington (1993) foi o primeiro a explorar o Método dos Momentos de modo computacional na área de eletromagnetismo, empregando conceitos de espaços lineares e análises funcionais.

A análise utilizando Método dos Momentos se faz através de equações na forma mostrada na Equação 8 abaixo, onde F é um operador linear conhecido, podendo ser de forma integral ou diferencial, d é uma função de excitação conhecida e G uma função desconhecida (carga, corrente etc.) (HUANG, BOYLE, 2008). O objetivo é determinar a função g a partir da especificação de F e d .

$$F(G) = d \quad (8)$$

O método exige que a função G seja expandida em uma combinação linear de N termos através da utilização de funções de bases conhecidas (ou expansão de funções) no domínio do operador F , como mostrado na Equação 9 abaixo.

$$G = \sum_n I_n g_n \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (9)$$

Onde:

I_n – coeficientes a serem determinados;

A aplicação da Equação 9 na Equação 8 permite que a função desconhecida possa ser obtida através do somatório descrito através da Equação 9 juntamente com o operador linear conhecido, como mostra a Equação 10 abaixo e então, o problema seguinte será na determinação dos coeficientes I_n .

$$\sum_n I_n F(g_n) = d \quad (10)$$

Para determinar os coeficientes I_n é utilizada uma função peso (W_p) (HUANG, BOYLE, 2008) no domínio de F e, é aplicado o produto interno mostrado na Equação 11.

$$\sum_n I_n \langle W_p, F(g_n) \rangle = \langle W_p, d \rangle \quad p = 1, 2, \dots, M \quad (11)$$

A partir da definição de produto interno, mostrado na Equação 12, a Equação 13 abaixo, de forma matricial, pode ser obtida.

$$\langle x(z), y(z) \rangle = \langle y(z), x(z) \rangle = \int_L x(z)y(z)dz \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} \langle W_1, F(g_1) \rangle & \langle W_1, F(g_2) \rangle & \dots & F(g_N) \rangle \\ \langle W_2, F(g_1) \rangle & \langle W_2, F(g_2) \rangle & \dots & F(g_N) \rangle \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \langle W_M, F(g_1) \rangle & \dots & \dots & \langle g_N \rangle \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \langle W_1, d \rangle \\ \langle W_2, d \rangle \\ \vdots \\ \langle W_M, d \rangle \end{bmatrix} \quad (13)$$

Ao isolar o termo dos coeficientes I_n o valor dos mesmos podem ser obtidos. A Equação 14 mostra como os coeficientes I_n são obtidos a partir da Equação 13 na forma matricial reduzida.

$$[I_n] = [Z_{mn}]^{-1} [V_m] \quad (14)$$

Onde:

$[Z_{mn}]$ – matriz dos produtos internos entre os pesos e operador F aplicado em g ;

$[V_m]$ – matriz dos produtos internos entre os pesos e a função de excitação.

A determinação da função peso pode ser feita a partir da aplicação do método de Galerkin (GIBSON, 2008), onde a função peso é utilizada como sendo a própria função de base. Porém, a função peso também pode ser escolhida de modo arbitrário de acordo com a experiência de quem a escolhe. A função peso pode ser escolhida dentre diversas funções como: funções de pulso, funções triangulares por partes, funções senoidais por partes entre outras funções (GIBSON, 2008).

2.3.3 Método dos Elementos Finitos

O Método dos Elementos Finitos é utilizado para solucionar equações diferenciais parciais, onde a ideia principal é a substituição de uma função desconhecida por um conjunto

de elementos de forma conhecida, porém desconhecendo suas amplitudes (DAVIDSON, 2005). A formulação para o método partiu de Courant (1943) a partir da proposição de uma solução para problemas de equilíbrio e vibrações. Quatro passos podem ser expressos a fim de implementar o Método dos Elementos Finitos (HUANG e BOYLE, 2008):

- Discretização da região de solução em elementos;
- Geração das equações de campo ou de potencial em cada elemento;
- Integração, ou montagem dos elementos;
- Solução do sistema de equações obtido.

Os elementos nos quais a região de solução é discretizada (chamados de elementos finitos) geralmente são de forma triangular (para regiões em duas dimensões) ou tetraédrica (para regiões em três dimensões), a fim de que haja uma melhor concordância entre a região de solução e a divisão em elementos realizada (DAVIDSON, 2005), apesar da possibilidade de utilização de outros elementos.

Para obtenção do resultado desejado dentro da região de interesse a aproximação apresentada na Equação 15 é realizada.

$$\phi(x,y) = \sum_{i=1}^N \phi_i(x,y) \quad (15)$$

Onde:

ϕ – função desconhecida;

N – Número de elementos em que a região de solução é dividida.

Para o caso de se utilizar elementos triangulares como mostra a Figura 10, a função desconhecida é aproximada através da Equação 16.

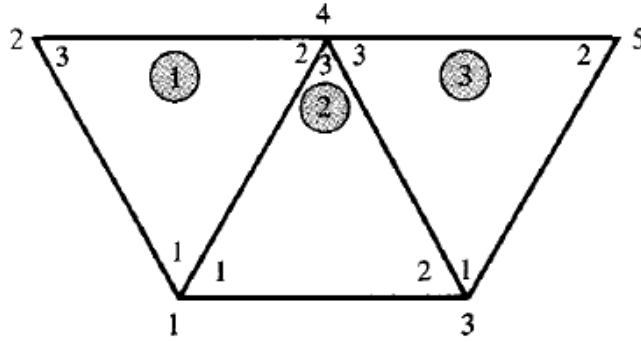


Figura 10 - Exemplo de elementos utilizados para o Método dos Elementos Finitos.

Fonte: SADIKU, 2014.

$$\phi_e = a + bx + cy \quad (16)$$

Onde as constantes a, b e c serão determinadas a partir do desenvolvimento a seguir descrito.

A Equação 16 pode ser reescrita de modo que ϕ_e dependa somente de seus valores nos nós (α_i) do triângulo em questão, como pode ser visto através da Equação 17 e Equação 18.

$$\phi = \alpha_1(x,y)\phi_1 + \alpha_2(x,y)\phi_2 + \alpha_3(x,y)\phi_3 \quad (17)$$

$$\phi = \sum_{i=1}^3 \phi_i \alpha_i(x,y) \quad (18)$$

Apesar da Equação 16 ter sido reescrita, é importante o desenvolvimento da mesma para isolar os valores de a, b e c para cada nó do triângulo, como é mostrado abaixo:

$$\begin{aligned} \phi_1 &= a + bx_1 + cy_1 \\ \phi_2 &= a + bx_2 + cy_2 \\ \phi_3 &= a + bx_3 + cy_3 \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \end{bmatrix} \quad (21)$$

Ao aplicar a Equação 21 na Equação 16 é possível obter:

$$\phi = \begin{bmatrix} 1 & x & y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \end{bmatrix} \quad (22)$$

Os parâmetros α_i mostrados anteriormente são representados através da Equação 23 abaixo.

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= \frac{1}{2A} \left[(x_2 y_3 - x_3 y_2) + (y_2 - y_3)x + (x_3 - x_2)y \right] \\ \alpha_2 &= \frac{1}{2A} \left[(x_3 y_1 - x_1 y_3) + (y_3 - y_1)x + (x_1 - x_3)y \right] \\ \alpha_3 &= \frac{1}{2A} \left[(x_1 y_2 - x_2 y_1) + (y_1 - y_2)x + (x_2 - x_1)y \right] \end{aligned} \quad (23)$$

Onde A é a área do elemento, que é determinada através da Equação 24 abaixo.

$$A = \frac{1}{2} \left[(x_2 - x_1)(y_3 - y_1) - (x_3 - x_1)(y_2 - y_1) \right] \quad (24)$$

As Equações 15 à 24 demonstraram o procedimento para obtenção da solução para um dos elementos em que a solução foi dividida. Para haver a integração entre os elementos da rede

definida faz-se necessária, primeiramente, a aplicação da Equação 18 na Equação 25 abaixo (DAVIDSON, 2005).

$$W(\phi) = \frac{1}{2} \iint \varepsilon (\nabla \phi)^2 dS \quad (25)$$

Onde W é a energia por unidade de comprimento em um elemento “e” quando a Equação 18 é aplicada, como pode ser visto na Equação 26.

$$W_e = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^3 \varepsilon \phi_i \left(\iint \nabla \alpha_i \nabla \alpha_j dS \right) \phi_j \quad (26)$$

A integral da Equação 26 representa a matriz dos coeficientes dos elementos, ou seja, representa o acoplamento existente entre os nós i e j , ou seja, a Equação 26 pode ser reescrita, em termos matriciais, como:

$$W_e = \frac{1}{2} \varepsilon [\phi]^t [C^e] [\phi] \quad (27)$$

Onde $[\phi]^t$ é a matriz transposta de ϕ e $[C^e]$ é matriz dos coeficientes. Esta pode ser expressa a partir da Equação 28 abaixo.

$$[C^e] = \begin{bmatrix} C_{11}^e & C_{12}^e & C_{13}^e \\ C_{21}^e & C_{22}^e & C_{23}^e \\ C_{31}^e & C_{32}^e & C_{33}^e \end{bmatrix} \quad (28)$$

Cada termo da matriz mostrada na Equação 28 pode ser calculado separadamente através da resolução da integral mostrada na Equação 26. Para finalizar o processo de conectar entre si

cada um dos elementos da malha a energia total da região de solução deve ser considerada através das equações mostradas. A energia total da região pode ser obtida através da Equação 29 abaixo (SADIKU, 2014).

$$W = \sum_{e=1}^N W_e = \frac{1}{2} \varepsilon [\phi]^t [C] [\phi] \quad (29)$$

Onde C é matriz global dos coeficientes e N é número de elementos da região de solução. O termo $[\phi]$ da Equação 29 é obtido através da Equação 30, em que n é o número de nós presentes na região de solução.

$$[\phi] = \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \vdots \\ \phi_n \end{bmatrix} \quad (30)$$

Assim, através das equações mostradas o Método dos Elementos Finitos pode ser aplicado na resolução de equações de campos elétricos e magnéticos de diferentes estruturas, como antenas de microfita.

2.3.4 Método da cavidade

O método da cavidade parte de algumas considerações acerca da estrutura da antena de microfita durante sua alimentação. Como o substrato da antena está disposto entre dois materiais condutores (*patch* e plano de terra) é possível tratá-lo como uma cavidade delimitado por condutores elétricos e com seu perímetro funcionando como paredes magnéticas. De acordo com Carver e Mink (1981), os cálculos feitos através de computadores são bastante aproximados em relação aos valores medidos quando o método da cavidade é aplicado na modelagem da antena de microfita.

O comportamento da antena ao ser alimentada pode ser observado na Figura 11. Quando a antena é energizada surge uma distribuição de cargas tanto no *patch* quanto no plano de terra,

controlada por mecanismos de atração e repulsão (RICHARDS, 1988). Devido a pequena espessura do substrato, as forças de atração se sobressaem em relação às de repulsão, tornando a densidade de corrente abaixo do *patch* mais significativa. A medida que a espessura do substrato e da antena diminuem, um modelo mais próximo de antena ideal é alcançado, o que permitiria modelar as paredes magnéticas como condutores magnéticos perfeitos.

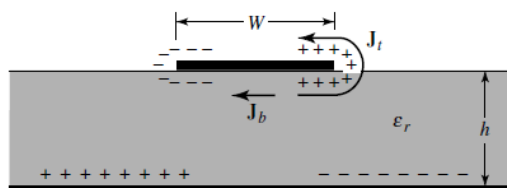


Figura 11 - Comportamento da antena ao ser alimentada.

Fonte: BALANIS, 2005.

O modelo adotado pelo método da cavidade aproxima essas paredes magnéticas para modelos ideais, onde não há componentes tangenciais de campo magnético. Se a modelagem fosse feita apenas tratando a antena de microfita como uma cavidade não seria capaz de determinar as amplitudes dos campos elétrico e magnético (BALANIS, 2005). O método contorna esse problema adicionando uma tangente de perdas efetiva (δ_{reff}) escolhida apropriadamente de modo que represente as perdas da cavidade. Essa tangente de perdas está relacionada inversamente com o fator de qualidade Q da antena ($\delta_{\text{reff}}=1/Q$).

Devido às pequenas dimensões tanto do *patch* quanto do substrato, variações de campo ao longo da espessura do substrato são consideradas constantes, tratando os condutores da antena como condutores perfeitos. Desse modo, somente modos de operação TM^x são considerados dentro da cavidade (BALANIS, 2005). A Figura 12 mostra o modelo adotado para o método da cavidade. A partir desse ponto a configuração dentro da cavidade pode ser descrita aproximadamente através do vetor potencial A_x que deve satisfazer a Equação 31. A Equação 32 é apresentada de modo a solucionar a Equação 31 utilizando a técnica de separação de variáveis.

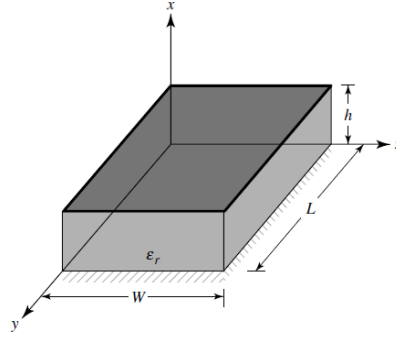


Figura 12 - Modelo de cavidade adotado para o método da cavidade.

Fonte: BALANIS, 2005.

$$\nabla^2 A_x + k^2 A_x = 0 \quad (31)$$

$$A_x = [A_1 \cos(k_x x) + B_1 \sin(k_x x)] [A_2 \cos(k_y y) + B_2 \sin(k_y y)] [A_3 \cos(k_z z) + B_3 \sin(k_z z)] \quad (32)$$

Onde k_x , k_y e k_z são os números de onda ao longo das direções x , y e z , respectivamente, que serão determinados a partir de condições de contorno apresentadas na Equação 34. Os campos elétrico e magnético relacionados ao vetor potencial A_x são apresentados através da Equação 33 (BALANIS, 2005)

$$\begin{aligned} E_x &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + k^2 \right) A_x & H_x &= 0 \\ E_y &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial y} & H_y &= \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial z} \\ E_z &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial z} & H_z &= -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial y} \end{aligned} \quad (33)$$

$$E_y(x' = h, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) = 0$$

$$H_y(0 \leq x' \leq h, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) = 0 \quad (34)$$

$$H_z(0 \leq x' \leq h, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) = 0$$

As coordenadas x' , y' e z' representam os campos dentro da cavidade. Através das condições de contorno da Equação 34 é possível obter $B_1 = B_2 = B_3 = 0$ e as Equações 35, 36 e 37. A partir de toda modelagem apresentada, a forma final do vetor potencial A_x é dada pela Equação 38.

$$k_x = \frac{m\pi}{h}, \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (35)$$

$$k_y = \frac{n\pi}{L}, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (36)$$

$$k_z = \frac{p\pi}{W}, \quad p = 0, 1, 2, \dots \quad (37)$$

$$A_x = A_{mnp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \cos(k_z z') \quad (38)$$

Onde m , n e p representam o número de meio-ciclos presente nas direções x , y e z , respectivamente. A frequência de ressonância na cavidade, de acordo com Balanis (2005), é dada pela Equação 39.

$$(f_r)_{mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \quad (39)$$

A Equação 39 mostra que enquanto os valores de m , n e p variam, a frequência de ressonância também varia, promovendo a possibilidade de diversos modos de operação relacionados a cavidade. A Figura 13 mostra os modos de operação TM_{010}^x , TM_{001}^x , TM_{020}^x e TM_{002}^x e como o campo elétrico age ao longo das paredes laterais da cavidade. Também é considerado que nenhum efeito de franjamento ocorre durante a alimentação da antena e de sua operação.

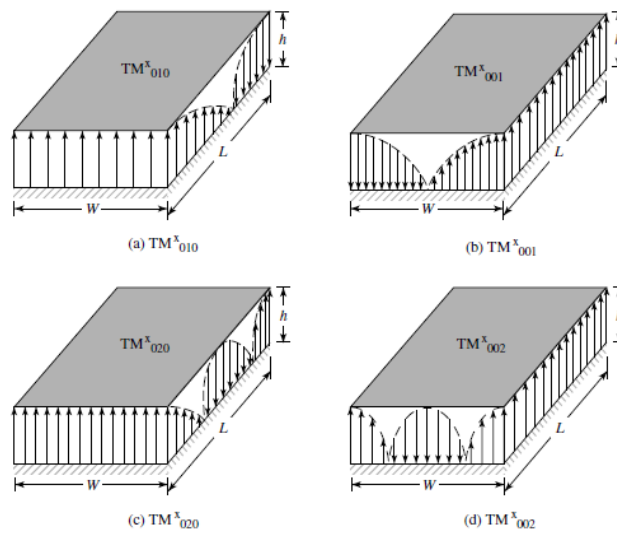


Figura 13 - Modos de operação TM^x .

Fonte: BALANIS, 2005.

2.4 PARÂMETROS DE ANTENAS

O conhecimento relativo aos parâmetros de antenas é importante para o estudo sobre o desempenho das mesmas, objetivando um melhor projeto de suas dimensões e configurações. A abordagem dos principais parâmetros de antenas será feita a fim de fornecer a base teórica para os estudos a serem realizados neste trabalho. Abaixo seguem os principais parâmetros de antena a serem abordados:

- Perda de retorno;
- Densidade de corrente;
- Diretividade;
- Eficiência;
- Ganho;
- Largura de banda (BW);
- Carta de Smith.

2.4.1 Perda de retorno

A perda de retorno é um parâmetro apresentado como um dos principais parâmetros quando se trata de projeto de antenas. Segundo Anderson (1967), a análise de quadripolo é eficiente em circuitos de Rádio Frequência (RF) para determinação dos parâmetros de espalhamento (parâmetros S) em termos de tensões complexas normalizadas em relação à tensão e corrente de entrada. Os parâmetros de espalhamento estão ligados diretamente com a eficiência de operação das antenas, já que a modelagem de linha de transmissão é aplicável à alimentação destas. A representação de quadripolo pode ser vista na Figura 14, onde são apresentadas as ondas de tensões complexas normalizadas incidentes (a_1 e a_2) e refletidas (b_1 e b_2), juntamente com as impedâncias da geração e da carga.

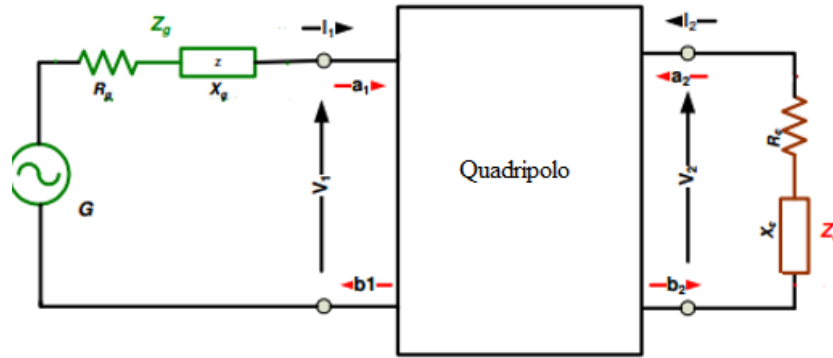


Figura 14 - Modelo de quadripolo.

Adaptado de: ANDERSON, 1967.

As equações dos parâmetros de ondas normalizadas complexas podem ser descritas como:

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{V_1 + Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{onda de potência incidente em 1}}{\sqrt{Z_0}} \\ a_2 &= \frac{V_2 + Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{onda de potência incidente em 2}}{\sqrt{Z_0}} \end{aligned} \quad (40)$$

$$\begin{aligned} b_1 &= \frac{V_1 - Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{onda de potência incidente em 1}}{\sqrt{Z_0}} \\ b_2 &= \frac{V_2 - Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{onda de potência incidente em 2}}{\sqrt{Z_0}} \end{aligned} \quad (41)$$

Onde Z_0 descreve uma impedância de referência. A partir da Equação 40 e Equação 41 as seguintes equações lineares podem ser obtidas:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (42)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (43)$$

De acordo com Anderson (1967) os termos S_{ij} são chamados de parâmetros de espalhamento do quadripolo. A Equação 42 e Equação 43 podem também ser representadas de forma matricial, como é mostrado abaixo:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (44)$$

Onde:

S_{11} – coeficiente de reflexão da tensão no acesso 1;

S_{22} – coeficiente de reflexão da tensão no acesso 2;

S_{21} – ganho de tensão direta do quadripolo;

S_{12} – isolamento do quadripolo.

Através da utilização do parâmetro S_{11} , que também é representado pela letra grega gama (Γ), é possível obter os valores de perda de retorno através da Equação 45.

$$RL = 20 \log |S_{11}| \quad (45)$$

Onde:

RL – perda de retorno obtida através do coeficiente de reflexão.

Outra maneira de se obter o coeficiente de reflexão é considerando uma carga sendo alimentada através de uma onda incidente, como mostra a Figura 15, da forma $V_0^+ e^{-j\beta z}$, a tensão total da linha de transmissão deve assumir a forma disposta na Equação 45, onde a tensão total é composta de uma parcela incidente e outra refletida (POZAR, 2012).

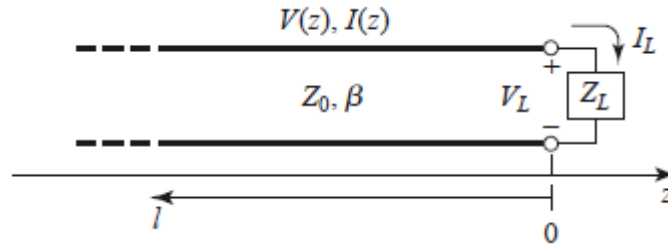


Figura 15 - Linha de transmissão para carga Z_L .

Fonte: POZAR, 2012.

$$V(Z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z} \quad (46)$$

Onde:

$V(z)$ – tensão total na linha;

$V_0^+ e^{-j\beta z}$ – onda incidente;

$V_0^- e^{j\beta z}$ – onda refletida.

Do mesmo modo a corrente total na linha pode ser descrita através da Equação 47 e a impedância da carga dada pela Equação 48.

$$I(Z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{j\beta z} \quad (47)$$

Onde:

$I(z)$ – corrente total na linha de transmissão;

Z_0 – impedância característica da linha de transmissão.

$$Z_L = \frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-} Z_0 \quad (48)$$

A Equação 48 pode ser escrita em termos da razão entre a onda refletida e a onda incidente dando origem ao coeficiente de reflexão, mostrado na Equação 49.

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (49)$$

Como já foi mostrado através da Equação 45, a perda de retorno está relacionada diretamente ao coeficiente de reflexão, parâmetro S_{11} na matriz de espalhamento. A perda de retorno é um parâmetro importante, já que relaciona a potência refletida com a potência fornecida à carga, que é aceito na prática para valores menores do que -10 dB.

2.4.2 Densidade de corrente

Devido a aplicação de um campo elétrico em um material dielétrico, há o surgimento de momentos de dipolo elétrico devido à polarização, o que incrementa o deslocamento de fluxo, descrito através da Equação 50 (POZAR, 2012).

$$\vec{D} = (\epsilon' - j\epsilon'') \vec{E} \quad (50)$$

Onde:

$\vec{D}$ – deslocamento de fluxo;

$\epsilon' - j\epsilon''$ – permissividade complexa do meio;

$\vec{E}$ – campo elétrico aplicado.

Para um campo elétrico que está sendo aplicado a um material condutor, neste aparecerá uma densidade de corrente proporcional ao campo elétrico aplicado, descrito através da Equação 51.

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (51)$$

Onde:

$\vec{J}$ – densidade de corrente;

σ – condutividade do material.

A partir da segunda Equação de Maxwell, assumindo uma dependência temporal do tipo $e^{j\omega t}$, os termos derivativos da equação podem ser substituídos por $j\omega$. Portanto, o resultado é mostrado na Equação 52.

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega \vec{D} + \vec{J} \quad (52)$$

A Equação 52 pode ser reescrita através da substituição da Equação 50 e Equação 51 na mesma, onde o resultado pode ser visto na Equação 53.

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega \epsilon \vec{E} + (\omega \epsilon'' + \sigma) \vec{E} \quad (53)$$

A partir da Equação 53 há uma relação entre o fator $\omega \epsilon''$ e a as perdas devido à condutividade do material que não podem ser descritas separadamente. Uma quantidade que utiliza esses termos é definida como tangente de perdas, em que a razão entre a parte imaginária e real da corrente total de deslocamento (POZAR, 2012), como pode ser visto na Equação 54.

$$\tan \delta = \frac{\omega \epsilon'' + \sigma}{\omega \epsilon'} \quad (54)$$

2.4.3 Diretividade

A análise de como uma antena irradia potência é de bastante importante por tratar de forma prática quais as direções em que o sinal será emitido. A diretividade de uma antena é definida, de acordo com *IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas* de 2013, como a razão entre intensidade de radiação em uma determinada direção e a intensidade média de radiação em todas as direções. Segundo Balanis (2005), para uma fonte isotrópica a intensidade de radiação é dada a partir da Equação 55 e a diretividade é expressa a partir da Equação 56.

$$U_0 = \frac{P_{\text{rad}}}{4\pi} \quad (55)$$

$$D = \frac{4\pi U}{P_{\text{rad}}} \quad (56)$$

Onde:

U_0 – intensidade de radiação da fonte isotrópica;

P_{rad} – potência radiada total;

D – diretividade;

U – intensidade de radiação.

Caso a direção da intensidade de radiação não é explicitada a Equação 56 utilizada a direção de máxima radiação para cálculo da diretividade. Porém, quando a antena possui componentes de polarização ortogonais (BALANIS, 2005) a diretividade é dada através da soma das diretividades parciais em quaisquer polarizações ortogonais. A diretividade total pode ser representada através da Equação 57, onde cada componente da diretividade total é expressa através da Equação 58 e Equação 59.

$$D_0 = D_\theta + D_\phi \quad (57)$$

$$D_{\theta} = \frac{4\pi U_{\theta}}{(P_{\text{rad}})_{\theta} + (P_{\text{rad}})_{\phi}} \quad (58)$$

$$D_{\phi} = \frac{4\pi U_{\phi}}{(P_{\text{rad}})_{\theta} + (P_{\text{rad}})_{\phi}} \quad (59)$$

Onde:

D_{θ} – diretividade parcial na componente θ ;

D_{ϕ} – diretividade parcial na componente ϕ ;

U_{θ} – intensidade de radiação em uma dada direção contida na componente de campo θ ;

U_{ϕ} – intensidade de radiação em uma dada direção contida na componente de campo ϕ ;

$(P_{\text{rad}})_{\theta}$ – potência total radiada em todas as direções contidas na componente de campo θ ;

$(P_{\text{rad}})_{\phi}$ – potência total radiada em todas as direções contidas na componente de campo ϕ .

Um exemplo de como a diretividade é ilustrada pode ser visto na Figura 16, onde é representado um sinal irradiado em 360°.

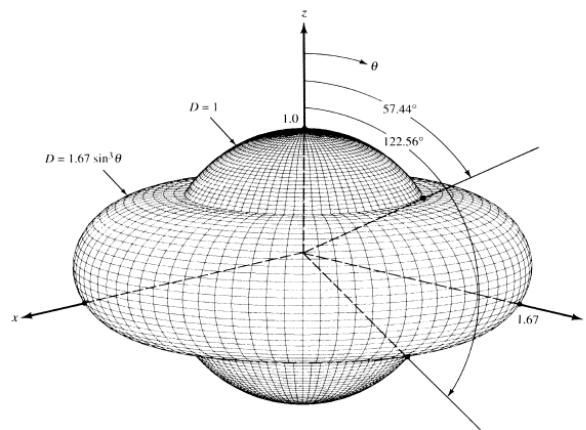


Figura 16 - Padrão de diretividade.

Fonte: BALANIS, 2005.

2.4.4 Eficiência

A eficiência de uma antena pode ser definida como a razão entre a potência radiada pela potência de alimentação da mesma (YARMAN, 2008), expressa através da Equação 60.

$$\eta = \frac{R_r}{R_r + R_L} \quad (60)$$

Onde η representa a eficiência da antena, R_r a resistência de radiação e R_L representa a impedância concentrada da antena devido às suas outras perdas.

Segundo Balanis (2005), a eficiência pode ser expressa através do conjunto de todas as eficiências da antena associadas aos diversos tipos de perdas. A eficiência total da antena, em termos de outras eficiências seria dada por:

$$\eta_0 = \eta_r \eta_c \eta_d \quad (61)$$

Onde:

η_0 – eficiência total;

η_r – eficiência de reflexão;

η_c – eficiência de condução;

η_d – eficiência dielétrica.

A eficiência de reflexão está diretamente ligada ao coeficiente de reflexão através da Equação 62 (BALANIS, 2008).

$$\eta_r = 1 - |\Gamma|^2 \quad (62)$$

Através da substituição da Equação 62 na Equação 61, a eficiência total é obtida em termos da eficiência de condução e eficiência dielétrica, juntamente com o coeficiente de reflexão, como pode ser observado na Equação 63.

$$\eta_0 = \eta_{cd} (1 - |\Gamma|^2) \quad (63)$$

Onde η_{cd} corresponde a eficiência de radiação da antena e pode ser utilizado para relacionar o ganho da antena com sua diretividade.

2.4.5 Ganho

A definição do ganho de uma antena está ligada diretamente a outros parâmetros já descritos: diretividade e eficiência. Segundo Balanis (2005) e Yarman (2008), o ganho de uma antena em determinada direção é definido como a razão entre intensidade, em uma dada direção, e a intensidade de radiação que seria obtida se toda potência fornecida para a antena fosse irradiada de maneira isotrópica. A intensidade de radiação utilizando toda a potência fornecida através da fonte (Equação 64) é expressa através da razão entre a potência de entrada e uma constante.

$$U = \frac{P_{in}}{4\pi} \quad (64)$$

Onde:

P_{in} – potência total fornecida através da fonte;

U – intensidade de radiação utilizando toda potência fornecida.

Então, o ganho é mostrado através da Equação 65 abaixo.

$$G = \frac{4\pi U}{P_{in}} \quad (65)$$

Onde G corresponde ao ganho definido anteriormente. A potência de entrada está relacionada diretamente com a potência radiada através da eficiência de radiação da antena, mostrada na Equação 63. A Equação 66 mostra esta relação entre potências e a Equação 67 mostra a equação resultante da substituição da Equação 66 na Equação 65.

$$P_{rad} = \eta_{cd} P_{in} \quad (66)$$

$$G = \eta_{cd} \left(\frac{4\pi U}{P_{rad}} \right) \quad (67)$$

Através da análise da Equação 67 é possível observar que o termo apresentado entre parênteses é a Equação 56, em que é expressa a equação para diretividade. A substituição da Equação 56 na Equação 67 resulta na Equação 68 mostrada abaixo.

$$G = \eta_{cd} D \quad (68)$$

Para um cálculo mais preciso do ganho, também deve ser levado em consideração quando a antena é conectada à linha de transmissão, ou seja, quando ocorre perdas por reflexão (YARMAN, 2008). Apenas mais um termo é adicionado à Equação 68, tornando possível a aplicação das perdas por reflexão no cálculo do ganho. A Equação 69 expressa o ganho em relação às perdas totais da antena.

$$G = (1 - |\Gamma|^2) \eta_{cd} D = \eta_0 D \quad (69)$$

2.4.6 Largura de banda (BW)

O intervalo de frequência no qual o desempenho da antena está de acordo com determinado padrão é chamado de largura de banda (BW) de acordo com Balanis (2005). Esse parâmetro pode ser atribuído tanto com relação aos padrões de radiação quanto para a relação entre a relação de onda estacionária de tensão e a potência refletida (GHAVAMI et al, 2004). Geralmente é utilizado o valor percentual de largura de banda, onde é levado em consideração as componentes de frequência superior e inferior do intervalo em que a largura de banda está inserida.

De acordo com Ghavami et al (2004), a largura de banda descrita em termos de percentuais é chamada de largura de banda fracionária. Esta é representada através da Equação 70 abaixo.

$$B_f (\%) = 2 \frac{f_{up} - f_{low}}{f_{up} + f_{low}} \times 100 \quad (70)$$

Onde:

B_f – largura de banda fracionária;

f_{up} – componente de frequência superior do sinal;

f_{low} – componente de frequência inferior do sinal.

2.4.7 Carta de Smith

A utilização da carta de Smith para projeto de antenas é de grande importância por promover um meio de se obter a impedância atual da linha de transmissão utilizada no projeto, bem como os compensadores reativos a serem utilizados a fim de permitir um melhor casamento de impedância entre a linha de transmissão e a carga (POZAR, 2012).

Vários parâmetros podem ser obtidos e analisados através da carta de Smith, como impedância da linha de transmissão, coeficiente de reflexão, converter coeficiente de reflexão

para sua impedância (ou admitância) normalizada equivalente, como já foram mostrados anteriormente, entre outras equivalências (POZAR, 2012). De acordo com Chan e Harter (2000), a carta de Smith é trabalhada através da análise da carga no ponto em que a impedância deve ser casada. Para isso a representação das impedâncias através dos coeficientes de reflexão se torna mais adequada para a representação gráfica da relação entre a impedância da carga e seu coeficiente de reflexão.

De maneira geral, a impedância da carga é normalizada através da impedância característica (Z_0) e é representada através da Equação 71 abaixo.

$$Z = r + jx \quad (71)$$

Onde:

Z – impedância normalizada da carga;

r – resistência normalizada da carga;

x – reatância normalizada da carga.

A equação que relaciona o coeficiente de reflexão com as impedâncias normalizadas é mostrada abaixo, onde há uma distinção entre o termo real e imaginário.

$$\Gamma_L = \Gamma_r + j\Gamma_i = \frac{r + jx - 1}{r + jx + 1} \quad (72)$$

A Equação 72 pode ser reescrita em termos de componentes reais e imaginárias, em relação às impedâncias normalizadas, separadamente como é mostrado na Equação 73 e Equação 74.

$$r = \frac{1 - \Gamma_r^2}{1 + \Gamma_r^2 - 2\Gamma_r + \Gamma_i^2} \quad (73)$$

$$x = \frac{2\Gamma_i}{1 + \Gamma_r^2 - 2\Gamma_r + \Gamma_i^2} \quad (74)$$

O desenvolvimento da Equação 73 se dá de forma que seja possível obter uma equação paramétrica, como é mostrado na Equação 75.

$$\left(\Gamma_r - \frac{r}{r+1} \right)^2 + \Gamma_i^2 = \left(\frac{1}{1+r} \right)^2 \quad (75)$$

A análise da Equação 75 permite que seja efetuada a representação de sua solução na forma de um círculo centrado nas coordenadas $(r/r+1, 0)$ no plano complexo (Γ_r, Γ_i) de raio igual a $1/1+r$. A Figura 17 mostra a representação de soluções da Equação 75 para diferentes valores de r , onde são apresentados o ponto de maior reflexão ($r = \infty$), o de menor reflexão ($r = 0$) e um ponto qualquer com $r = 1$.

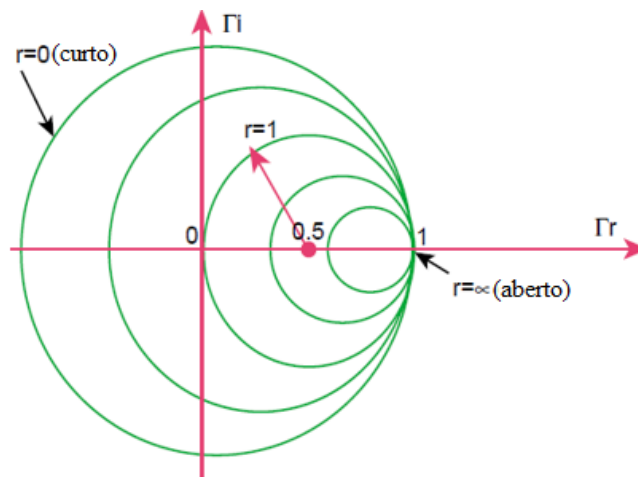


Figura 17 - Representação gráfica da Equação 75.

Fonte: CHAN e HARTEK, 2000.

A outra equação paramétrica obtida é através da manipulação da Equação 74. O resultado é apresentado na Equação 76 abaixo.

$$(\Gamma_r - 1)^2 + \left(\Gamma_i - \frac{1}{x} \right)^2 = \frac{1}{x^2} \quad (76)$$

A Equação 76 fornece solução no plano complexo (Γ_r, Γ_i) de um círculo centrado nas coordenadas $(1, 1/x)$ com raio igual a $1/x$. A Figura 18 mostra o resultado da solução da Equação 76 juntamente com o resultado já obtido da Equação 75, onde é possível observar novamente uma família de círculos como solução.

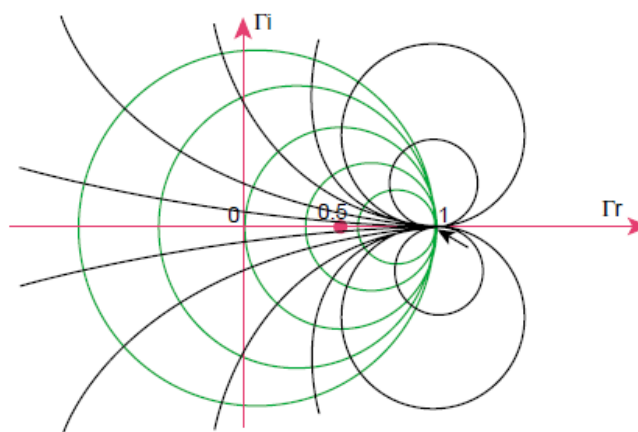


Figura 18 - Representação gráfica das soluções da Equação 75 e Equação 76.

Fonte: CHAN e HARTER, 2000.

A construção gráfica das soluções da Equação 75 e Equação 76 demonstra o processo para obtenção da carta de Smith para um determinado valor de impedância normalizada da carga. Esta por sua vez irá depender do valor da impedância característica que se está adotando.

3 METAMATERIAIS

Há certos tipos de materiais cujo seus parâmetros eletromagnéticos não são encontrados na natureza, porém esses parâmetros podem ser obtidos através de um arranjo específicos de materiais. Veselago (1968) propôs a existência de materiais em que a permissividade efetiva e permeabilidade efetiva possuíssem, simultaneamente, valores negativos, o que caracteriza em um material com índice de refração negativo, chamado de metamateriais, ou *Left-Handed Metamaterials*. De acordo com a Equação 77, há quatro possibilidade de sinais nos termos do índice de refração (CALOZ e ITOH, 2006): o par permissividade e permeabilidade (ϵ_r, μ_r) pode apresentar sinais (+,+), (+,-), (-,+) ou (-,-).

$$n = \pm \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad (77)$$

A Figura 19 mostra as quatro possibilidades do sinal dos termos da Equação 77, onde as situações I, II e IV são casos conhecidos em materiais convencionais, e o caso III se trata de material com índice de refração negativo. Como o índice de refração determina como um feixe se comporta na divisão entre dois meios distintos, esse valor negativo do índice de refração causa a inversão do raio refratado da Lei de Snell, comparado aos meios convencionais, bem como em uma velocidade de grupo antiparalela à velocidade de fase, entre outros efeitos.

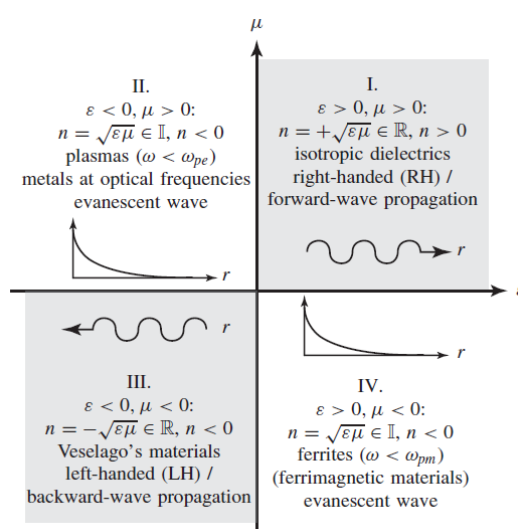


Figura 19 - Diagrama de permissividade-permeabilidade e índice de refração.

Fonte: CALOZ e ITOH, 2006.

Apesar de Veselago não ter conseguido mostrar experimentalmente sua especulação sobre metamateriais, Smith et al (2000) propôs um experimento onde o arranjo de materiais poderia ter permissividade efetiva e permeabilidade efetiva com valores negativos, simultaneamente. Inspirados nos artigos de Pendry et al (1999), a junção das duas configurações presentes na Figura 20 foi utilizada para produzir um arranjo com permeabilidade e permissividades negativas.

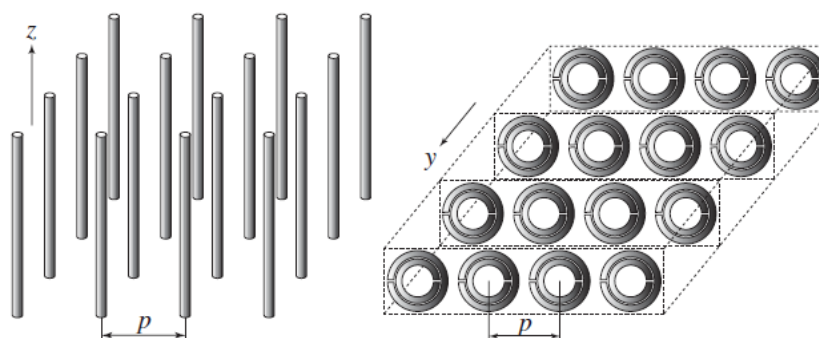


Figura 20 - Primeiros metamateriais propostos por Pendry.

Fonte: CALOZ e ITOH, 2006.

A estrutura composta por condutores paralelos foi proposta de modo que produzisse permissividade efetiva com valor negativo e permeabilidade efetiva com valor positivo. Já a estrutura composta por anéis concêntricos apresentava valores de permissividade efetiva positivos enquanto sua permeabilidade efetiva possuía valores negativos. A fim de se obter essas características, a distância p presente na Figura 20, conhecida como tamanho médio de célula, precisa ser muito menor do que o comprimento de onda guiada (PENDRY et al, 1999).

Quando a primeira estrutura é submetida a um campo elétrico paralelo ao eixo dos condutores, um momento de dipolo elétrico é formado a partir do aparecimento de uma corrente induzida ao longo dos condutores, então o metamaterial apresenta uma permissividade plasmônica em função de frequência (PENDRY et al, 1998) de acordo com a Equação 78. Para que isso ocorra também é necessário que o comprimento dos condutores seja muito maior do que o comprimento de onda.

$$\varepsilon_r(\omega) = 1 - \frac{\omega_{pe}^2}{\omega^2 + \xi^2} + j \frac{\xi \omega_{pe}^2}{\omega(\omega^2 + \xi^2)} \quad (78)$$

Onde ω_{pe} é a frequência elétrica de plasma, dada em GHz, e ξ é o fator de amortecimento devido as perdas do material. As Equações 79 e 80 mostram a relação da frequência elétrica de plasma e do fator de amortecimento com os parâmetros da estrutura mostrada na Figura 20.

$$\omega_{pe} = \sqrt{\frac{2\pi c^2}{p^2 \ln\left(\frac{p}{a}\right)}} \quad (79)$$

$$\xi = \frac{\varepsilon_o \left(\frac{p\omega_{pe}}{a}\right)^2}{\pi\sigma} \quad (80)$$

Onde:

c – velocidade de ondas eletromagnéticas no espaço livre;

a – raio dos condutores;

p – tamanho médio de célula;

σ – condutividade do material.

Como nenhum dipolo magnético é gerado com essa configuração, a permeabilidade é simplesmente a mesma do espaço livre (μ_0).

Para o caso da segunda estrutura mostrada na Figura 20, também conhecida como *Split Ring Resonator* (SRR), se a excitação do campo magnético ocorrer perpendicularmente ao plano da estrutura, um momento de dipolo magnético equivalente é gerado a partir de correntes ressoantes induzidas no anel e a estrutura apresenta uma permeabilidade plasmônica em função de frequência (PENDRY et al, 1999) de acordo com a Equação 81.

$$\mu_r = 1 - \frac{F\omega^2(\omega^2 - \omega_{om}^2)}{(\omega^2 - \omega_{om}^2)^2 + (\omega\xi)^2} + j \frac{F\omega^2\xi}{(\omega^2 - \omega_{om}^2)^2 + (\omega\xi)^2} \quad (81)$$

Onde ω_{om} é a frequência de ressonância magnética, dada em GHz, e ξ é o fator de amortecimento devido às perdas do material. As Equações 82, 83 e 84 mostram como os termos da Equação 81 dependem dos parâmetros da estrutura da Figura 20, bem como o fator “F” apresentado.

$$\omega_{om} = c \sqrt{\frac{3p}{\pi \ln\left(\frac{2wa^3}{\delta}\right)}} \quad (82)$$

$$\xi = \frac{2pR'}{a\mu_0} \quad (83)$$

$$F = \pi \left(\frac{a}{p}\right)^2 \quad (84)$$

Onde:

w – espessura do anel;

δ – espaçamento radial entre os anéis;

a – raio interno do anel menor;

R' – resistência do metal por unidade de comprimento.

Apesar da estrutura com SRR não ser composta de material magnético, devido à presença de um momento de dipolo magnético artificial formado nos anéis ressoadores esta estrutura apresenta uma resposta magnética (CALOZ e ITOH, 2006). A Figura 21 mostra o circuito elétrico equivalente de um anel ressoador, onde é possível observar que há um acoplamento capacitivo entre os anéis.

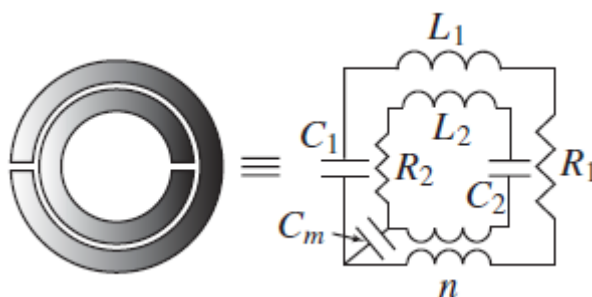


Figura 21 - Circuito equivalente de um SRR.

Fonte: CALOZ e ITOH, 2006.

No entanto, quando há uma proximidade entre as dimensões dos anéis o efeito capacitivo de acoplamento é reduzido, tornando a configuração da Figura 21 mais próxima com o da Figura 22, onde é mostrado o circuito equivalente de apenas um anel ressoador.

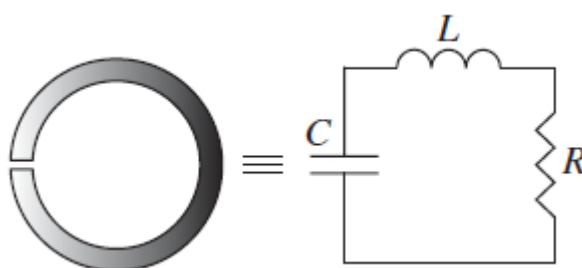


Figura 22 - Circuito equivalente de apenas um anel ressoador.

Fonte: CALOZ e ITOH, 2006.

No circuito equivalente da Figura 22 é possível determinar a frequência de ressonância percorrendo a malha do circuito. Por se tratar de um circuito RLC simples, a frequência de ressonância é dada através da Equação 85.

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (85)$$

Como, para o caso em que os anéis ressoadores da Figura 21 possuem mesmas dimensões, há uma diminuição do acoplamento capacitivo entre os anéis, L_1 e L_2 se aproximam para o valor de L , assim como C_1 e C_2 se aproximam para o valor de C , tornando o circuito equivalente da Figura 21 um circuito série simples, onde a frequência de ressonância é dada através da Equação 85 (CALOZ e ITOH, 2006). A diferença entre as duas configurações está no momento magnético produzido, pois a configuração com dois anéis ressoadores possui um momento magnético maior devido a maior densidade de corrente presente na estrutura.

Através das duas estruturas propostas por Pendry et al (1999), Smith et al (2000) propôs um arranjo (Figura 23) com as duas estruturas de modo que a frequência de ressonância de cada uma estivesse no intervalo em que os parâmetros permeabilidade e permissividade apresentassem valor negativo.

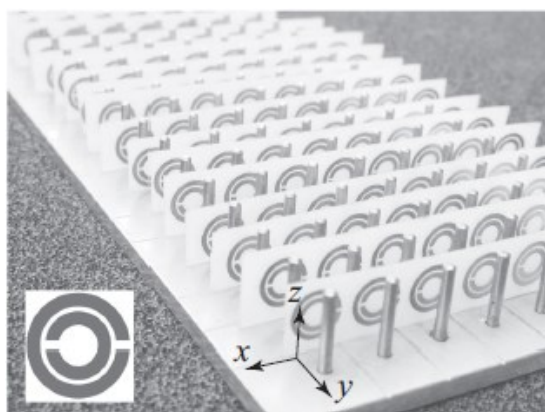


Figura 23 - Estrutura proposta por Smith et al.

Fonte: CALOZ e ITOH, 2006.

Apesar do experimento ter apresentado valores positivos para a pesquisa, este foi bastante questionado por não considerar o acoplamento entre a estrutura de condutores com a estrutura SRR, o que poderia acarretar em características diferentes se as estruturas fossem superpostas.

Então um experimento proposto por Shelby et al (2001) pôde comprovar a existência de um índice de refração negativo a partir da superposição das estruturas, como pode ser observado na Figura 23 e Figura 24.

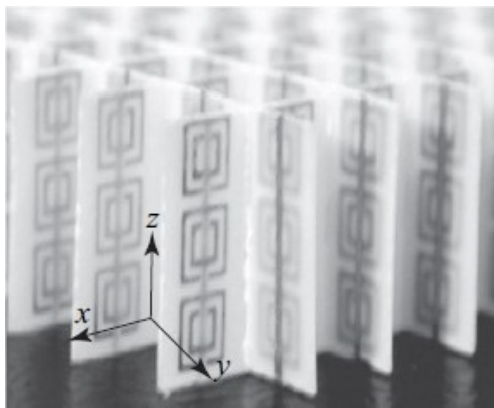


Figura 24 - Superposição entre os condutores e o SRR.

Fonte: CALOZ e ITOH, 2006.

Segundo Caloz e Itoh (2006), os metamateriais descritos por Pendry et al (1999) e Shelby et al (2001) são anisotrópicos e caracterizados por tensores biaxiais de permissividade e permeabilidade, segundo as Equações 86 e 87.

$$[\varepsilon] = \begin{bmatrix} \varepsilon_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{zz} \end{bmatrix} \quad (86)$$

$$[\mu] = \begin{bmatrix} \mu_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \mu_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \mu_{zz} \end{bmatrix} \quad (87)$$

Onde cada termo das matrizes representa a permissividade, ou permeabilidade, em uma determinada direção (x, y ou z).

4 *ULTRA WIDEBAND (UWB)*

A tecnologia UWB apresentou sua primeira patente em 1973 nos Estados Unidos (ROSS, 1973), apesar da tecnologia ter surgido anteriormente. Após a patente de 1973 a tecnologia UWB avançou consideravelmente devido às pesquisas militares desenvolvidas pelos Estados Unidos (GHAVAMI et al, 2004). Nos anos de 1990 algumas empresas, como Time Domain, foram criadas com base na ideia de comunicação com o consumidor utilizando tecnologia UWB (GHAVAMI et al, 2004).

A característica principal da UWB é sua elevada largura de banda. Segundo Ghavami et al (2004) a largura de banda fracionária para aplicação UWB deve ser superior a 25% e o intervalo coberto por essa tecnologia vai de 3,1 GHz a 10,6 GHz. Seu diferencial está na capacidade de uma alta transferência de dados devido à sua elevada largura de banda. Para sistemas de comunicação, um importante fator a ser considerado é a capacidade de um canal de comunicação, que possui relação direta com a largura de banda do sinal. A Equação 88, conhecida como equação de Shannon, descreve a capacidade de um canal de comunicação de acordo com os parâmetros do sinal emitido.

$$C = B \log \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (88)$$

Onde:

C – capacidade máxima do canal (bits/s);

B – largura de banda do canal (Hz);

S – potência do sinal (W);

N – potência do sinal de ruído (W).

A partir da equação de Shannon é possível observar que a capacidade máxima do canal de comunicação pode ser incrementada a partir do aumento da largura de banda do sinal, ou através da redução do ruído. Desse modo, o estudo de equipamentos com elevada largura de

banda se torna interessante no ponto de vista dos sistemas de comunicação, pois além de haver a influência da largura de banda na capacidade do canal de comunicação, também é possível obter equipamentos que trabalhem com a mesma capacidade do canal porém com potência reduzida.

Outro parâmetro que se torna interessante de ser analisado é a densidade espectral de potência. Quando o sistema UWB é comparado com outros sistemas de comunicação é possível observar que a maioria dos sistemas possuem uma alta densidade espectral de potência em relação ao sistema UWB. A Equação 89 mostra como pode ser obtida a densidade espectral de potência de um sinal e a Tabela 1 mostra os valores de alguns parâmetros do sistema UWB comparado com outros sistemas de comunicação.

$$PSD = \frac{P}{B} \quad (89)$$

Onde PSD corresponde à densidade espectral de potência, P à potência transmitida do sinal e B é largura de banda do sinal.

Tabela 1 - Comparação entre características de sistemas de comunicação.

Sistema	Potência de Transmissão	Largura de Banda	Densidade espectral de potência (W/MHz)
Rádio	50 kW	75 kHz	666.600
Televisão	100 kW	6 MHz	16.700
2G celular	10 mW	8,33 kHz	1,2
802.11a¹	1 W	20 MHz	0,05
UWB	1 mW	7,5 GHz	0,013

Adaptado de: GHAVAMI et al, 2004

Com os dados presentes na Tabela 1 é possível observar uma baixa densidade espectral de potência do sistema UWB devido a sua elevada largura de banda na ordem de giga-hertz e baixa potência de transmissão, também apresentado através da Figura 25. Ou seja, a baixa

¹ Padrão IEEE para comunicação *wireless* operando na frequência de 5,8 GHz.

densidade espectral de potência do sistema UWB que toda a potência do sinal transmitido está distribuída ao longo de 7,5 GHz de largura de banda, o que torna o sistema UWB ideal para aplicações em que é necessária a difícil detecção do sinal emitido.

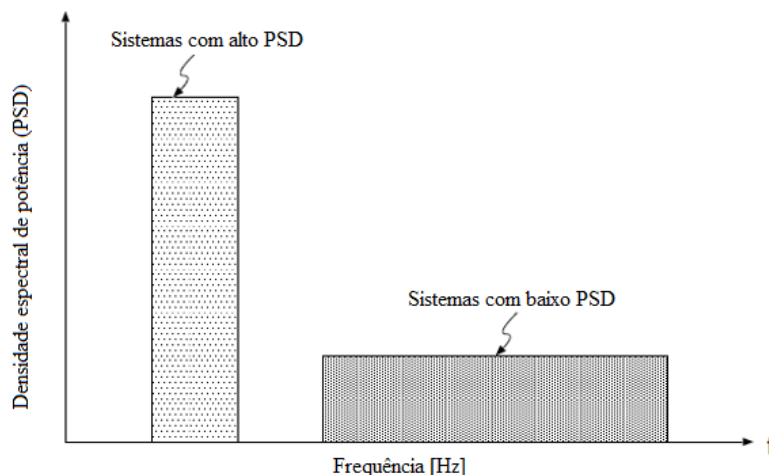


Figura 25 - Densidade espectral de potência de diferentes sistemas.

Fonte: GHAVAMI et al, 2004.

Enquanto a densidade espectral de potência está relacionada com a potência consumida pelo sistema em seu espectro de frequência, há dois conceitos que devem ser levados em consideração no estudo do sistema UWB que calculam a quantidade máxima de dados transmitidos em uma determinada área e a quantidade de dados transmitidos em um determinado espectro de frequência. Essas grandezas recebem o nome de capacidade espacial e capacidade espectral, respectivamente. As Equações 90, 91 e 92 modelam como pode ser obtida cada uma dessas grandezas.

$$SC = \frac{MDR}{TA} \quad (90)$$

$$TA = \pi \times (TD)^2 \quad (91)$$

$$SPC = \frac{MDR}{BW} \quad (92)$$

Onde:

SC – capacidade espacial (bps/m²);

MDR – taxa máxima de dados (bps);

TA – área de transmissão (m²);

TD – distância de transmissão (m);

SPC – capacidade espectral (bps/Hz);

BW – largura de banda.

Para sistemas UWB, a capacidade espectral é bastante baixa devido a sua elevada largura de banda, porém a capacidade espacial, apesar da sua curta distância, é bastante elevada quando comparada com outros sistemas de comunicação (GHAVAMI et al, 2004). A Tabela 2 mostra alguns valores comparativos entre as capacidades espectral e espacial, além de outros parâmetros, entre o sistema UWB e outros sistemas.

Tabela 2 - Comparativo entre as capacidades do sistema UWB com outros sistemas.

Sistema	Taxa máxima de dados (Mbps)	Distância de Transmissão (m)	Capacidade espacial (kbps/m ²)	Capacidade espectral (bps/Hz)
UWB	110	10	318,3	0,013
802.11a	54	50	6,9	2,7
Bluetooth	1	10	3,2	0,012
802.11b	11	100	0,350	0,1317

Adaptado de: GHAVAMI et al, 2004.

Através dos outros dados presentes na Tabela 2 é possível observar a distância em que o sistema UWB opera quando comparado com outros sistemas. Portanto, as aplicações mais adequadas para esse tipo de sistema são *indoor*, onde não é necessário transmitir dados a uma

grande distância. Os dispositivos UWB podem alcançar velocidades maiores do que o valor mostrado na Tabela 2, basta diminuir a distância entre os dois dispositivos que realizam a transferência e recepção de dados. Para distâncias menores de um metro, o sistema UWB pode alcançar uma taxa de transferência de dados de até 480 Mbits/s, aproximadamente a mesma taxa de transferência de uma porta USB 2.0 (GHAVAMI et al, 2004). A Tabela 3 mostra alguns valores de taxa de transferência de dados para alguns sistemas de comunicação.

Tabela 3 - Taxa de transferência de dados de diferentes sistemas.

Velocidade (Mbits/s)	Sistema
480	UWB, USB 2.0
200	UWB (4m de distância)
110	UWB (10m de distância)
90	Fast Ethernet
54	802.11 ^a
20	802.11g
11	802.11b
10	Ethernet

Adaptado de: GHAVAMI et al, 2004.

Apesar de todas as vantagens apresentadas sobre o sistema UWB, problemas de regulamentação são encontrados constantemente quando se trata de utilizá-lo. Devido à sua grande largura de banda, vários usuários do intervalo de frequência em que o sistema UWB opera não aceitam a aplicação desta, pois acreditam que seus equipamentos de comunicação possam sofrer interferência, já que determinadas faixas de frequências são utilizadas pelo consumidor de maneira exclusiva.

5 MATERIAIS E MÉTODOS

Neste capítulo será abordada a metodologia utilizada para alcançar os objetivos propostos neste trabalho bem como a base teórica utilizada para os passos a serem seguidos. Primeiramente foi utilizada a teoria de Linha de Transmissão (Equações de 1 a 6) para projetar as dimensões de uma antena de referência, ou padrão, com plano de terra completo, alimentada por linha de microfita que será utilizada como parâmetro de comparação às modificações realizadas. Figura 26 mostra a antena de referência projetada com todas as dimensões para a frequência de ressonância de 6,5 GHz. Os valores dos parâmetros W , L , L_m e H são, respectivamente, 18,23 mm; 14,6 mm; 8,12 mm e 30 mm. Os cálculos foram efetuados a partir da utilização do RT/duroid 5880 como substrato com espessura de 1,57 mm, fator de dissipação 0,0009 e permissividade relativa de 2,2. O valor de W_m foi calculado para uma impedância de entrada de 50Ω , através da Equação 5, e resultou no valor de 4,3 mm.

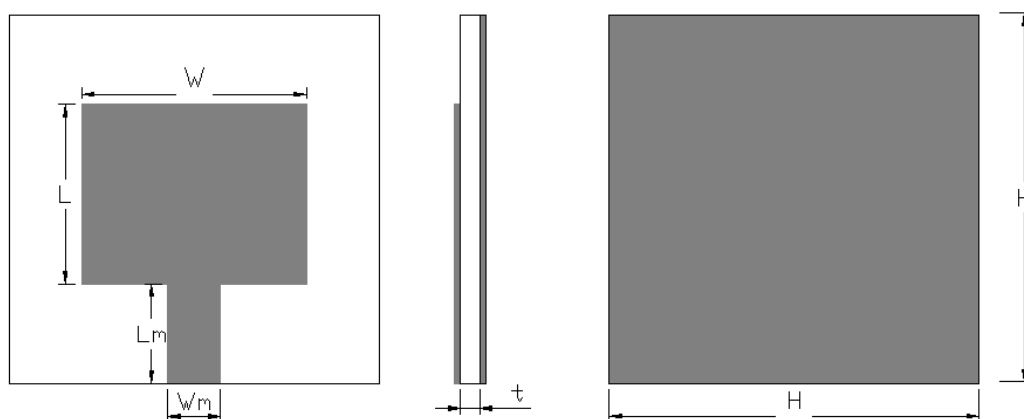


Figura 26 – Antena de referência.

Fonte: Autoria própria.

A primeira modificação a ser feita na antena padrão projetada é a redução no comprimento do plano de terra a fim de aumentar a largura de banda de acordo com a teoria apresentada por Yarman (2008), objetivando a utilização da antena no sistema UWB. Para isso a antena deve se comportar como um monopolo, onde o valor do comprimento do plano de terra não deve ultrapassar 25% do comprimento de onda relacionando com a permissividade efetiva. Figura 27 mostra a redução do plano de terra a fim de obter a antena com maior largura

de banda. As dimensões do *patch* são as mesmas apresentadas na Figura 26, a única modificação está na dimensão do plano de terra, em que foi reduzida para o mesmo comprimento L_m da linha de alimentação do *patch*.

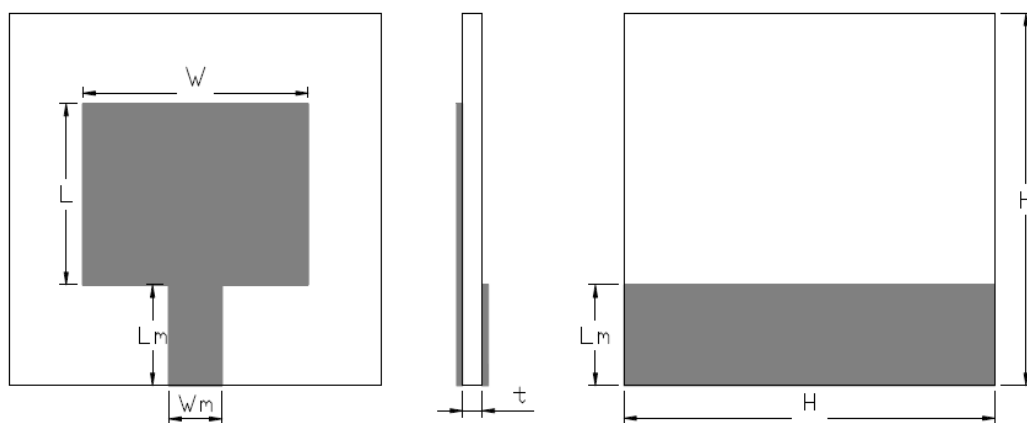


Figura 27 - Antena de monopolo².

Fonte: Autoria própria.

A próxima modificação realizada na antena de referência foi a inclusão de um metamaterial ligado ao plano de terra da antena de monopolo. A adição de um *Complementary Split Ring Resonator* (CSRR) ao plano de terra permite que certos valores de frequência em que a antena opera sejam filtrados, ou seja, promove um valor de perda de retorno maior em determinadas faixas de frequência bem como a diminuição em outras faixas. A configuração *Split Ring Resonator* (SRR) não foi utilizada devido aos resultados obtidos durante as simulações que se apresentaram insatisfatórios. Para este trabalho foi utilizado o CSRR proposto por Brito et al (2010), apresentado na Figura 28, que opera na rejeição da faixa de frequência em torno de 5,8 GHz. Suas dimensões estão dispostas na Tabela 4.

² Antena de monopolo se refere à antena com plano de terra reduzido a $\frac{1}{4}$ do comprimento de onda efetivo para a frequência de ressonância projetada.

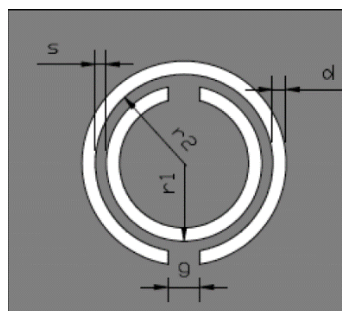


Figura 28 - Dimensões de um CSRR.

Tabela 4 - Dimensões do CSRR.

Dimensões do CSRR padrão (mm)				
$s = 0,4$	$g = 1,2$	$d = 0,5$	$r_1 = 2,4$	$r_2 = 3,3$

Fonte: Autoria própria.

A proposta da implantação do CSRR na antena de monopolo foi implementada devido às características desse dispositivo em antenas, onde pode ser incrementado o desempenho da mesma para certos valores de frequência, bem como a rejeição de outras faixas de frequência. A Figura 29 mostra a antena proposta com o CSRR em seu plano de terra, onde a dimensão L_s possui o valor de 11,4 mm.

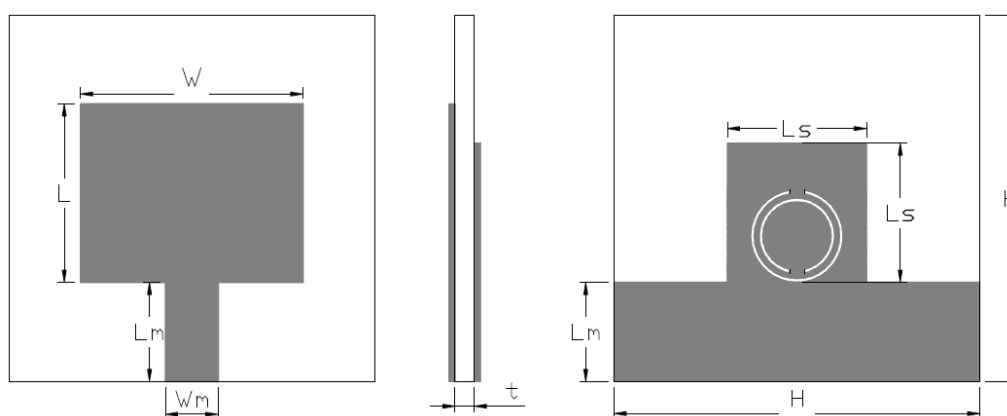


Figura 29 - Antena proposta com CSRR.

Fonte: Autoria própria.

Após a inserção do CSRR ao plano de terra, suas dimensões foram variadas a fim de observar o comportamento de importantes parâmetros da antena diante dessas variações. Três casos distintos foram utilizados como base para as variações aplicadas, onde o caso 1 foi mantida fixa as dimensões “d” e “s” e modificada apenas a dimensão “g”; caso 2 onde “d” e “g” foram fixadas e apenas “s” foi variada e o caso 3 onde “s” e “g” foram mantidas fixas e a dimensão “d” foi modificada. A Tabela 5 mostra os três casos mencionados e através de quais valores as dimensões do CSRR foram modificadas.

Tabela 5 - Variações das dimensões do CSRR.

CSRR Padrão	Caso 1 (d e s fixos)	Caso 2 (d e g fixos)	Caso 3 (s e g fixos)
s = 0,4 mm	Variações		
g = 1,2 mm	g = 1,7 mm	s = 0,2 mm	d = 0,7 mm
d = 0,5 mm	g = 0,7 mm	s = 0,6 mm	d = 0,3 mm

Fonte: Autoria própria.

Para examinar o comportamento de todas as antenas mencionadas foi utilizado o *software* comercial ANSYS HFSS® como ferramenta auxiliar para determinação dos seguintes parâmetros: perda de retorno, densidade de corrente nos elementos condutores e diagramas de radiação 2D e 3D.

Em seguida, foram aplicadas múltiplas camadas de dielétricos sobre a antena que mostrou o melhor desempenho nas simulações efetuadas. A representação da antena com aplicação de múltiplas camadas pode ser observada na Figura 30 abaixo.

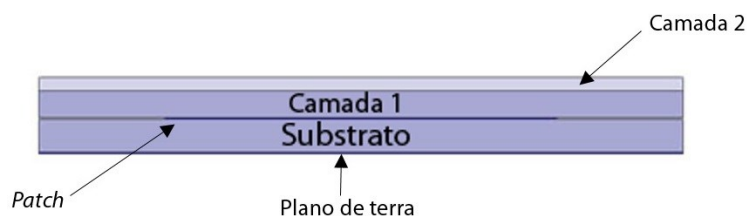


Figura 30 - Representação da antena com múltiplas camadas dielétricas.

Fonte: Autoria própria.

Dois dielétricos foram utilizados para avaliar a influência das multicamadas: RT/duroid 5880 com permissividade 2,2 e o RT/duroid 6006 com permissividade 6,15. As simulações com multicamadas foram divididas em oito casos distintos, em que os casos sete e oito foram utilizados gaps de ar (permissividade de valor unitário) com diferentes espessuras. A Tabela 6 mostra como serão dispostas as camadas dielétricas para os seis primeiros casos. No caso sete foi utilizada uma camada dielétrica com permissividade relativa igual a 2,2 (RT/duroid 5880 de espessura 1,57 mm) após um gap de ar com dimensões apresentadas na Tabela 7.

Tabela 6 - Informações sobre utilização de multicamadas.

	Caso 1	Caso 2	Caso 3	Caso 4	Caso 5	Caso 6
Permissividade Relativa	6,15	6,15	6,15	2,2	2,2 e 6,15	2,2 e 6,15
Altura da Camada (mm)	1,27	0,625	1,9	1,57	1,57 e 0,625	1,57 e 1,27

Fonte: Autoria própria.

Tabela 7 - Informações sobre as camadas utilizadas no Caso 7.

	Caso 7				
	Resultado 1	Resultado 2	Resultado 3	Resultado 4	Resultado 5
Espessura do gap de ar	1 mm	0,95 mm	1,05 mm	1,5 mm	0,5 mm

Fonte: Autoria própria.

Já para o caso oito, foi utilizado um dielétrico com permissividade relativa igual a 6,15 (RT/duroid 6006 de espessura 1,27 mm) após um gap de ar de mesmas dimensões informadas na Tabela 7, ou seja, foram simuladas as mesmas cinco condições do caso sete apenas com um valor de permissividade dielétrica e espessura de dielétrico diferentes, como pode ser observado na Tabela 8.

Tabela 8 - Informações sobre as camadas utilizadas no Caso 8.

	Caso 8				
	Resultado 1	Resultado 2	Resultado 3	Resultado 4	Resultado 5
Espessura do gap de ar	1 mm	0,95 mm	1,05 mm	1,5 mm	0,5 mm

Fonte: Autoria própria.

Após a análise com multicamadas dielétricas, o mesmo projeto que foi utilizado para aplicar várias camadas também foi utilizado com outro substrato, ou seja, a antena que apresentou o melhor resultado nas simulações variando as dimensões do CSRR foi também simulada para o substrato FR4, de permissividade elétrica $\epsilon_r = 4,4$, espessura $h = 1,456$ mm e fator de dissipação 0,02.

Ao final das simulações, uma das antenas simuladas através da variação das dimensões do CSRR foi construída, bem como também a antena simulada no substrato FR4, e medida a fim de comparar os resultados da perda de retorno da medição com os valores simulados, assim como apresentar a carta de Smith das antenas construídas.

Todas as características de permissividade elétrica e espessura das camadas dielétricas foram baseadas no material fornecido pelo fabricante *Rogers Corporation* a fim de validar o trabalho com a construção do dispositivo planar de melhor desempenho, o que justifica a utilização de tais características nas simulações a serem realizadas.

6 RESULTADOS E DISCUSSÃO

6.1 RESULTADOS COMPUTACIONAIS

Com as dimensões da antena padrão e da antena de monopolo foram realizadas simulações utilizando o *software* ANSYS HFSS® e o resultado da perda de retorno de cada antena pode ser observado na Figura 31.

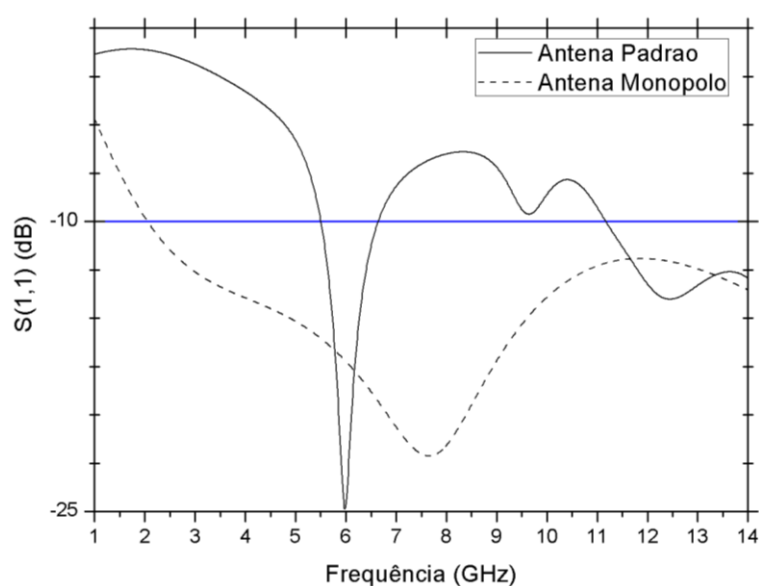


Figura 31 - Perda de retorno da antena padrão e antena monopolo.

Fonte: Autoria própria.

O resultado mostrado na Figura 31 mostra como a largura de banda da antena pode ser incrementada através da redução do plano de terra. Como consequência também é reduzido o valor da perda de retorno. A antena padrão se mostrou com um valor de perda de retorno de -24,83 dB para o valor de frequência de 5,8 GHz, com largura de banda fracionária de 18,65%, o que a caracteriza como sistema banda larga (até 25% de largura de banda fracionária). A antena de monopolo apresentou perda de retorno de -22,12 dB na frequência de 7,6 GHz e largura de banda fracionária acima de 148%, o que a caracteriza como UWB (largura de banda fracionária acima de 25%). A Figura 32 mostra o comportamento da densidade linear de corrente nas duas antenas.

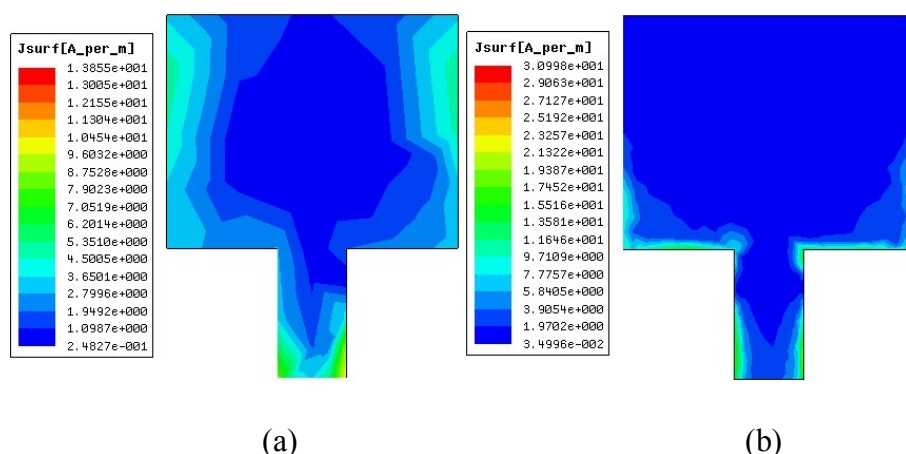


Figura 32 - (a) Densidade linear de corrente da antenna padrão. (b) Densidade de corrente da antenna monopolo.

Fonte: Autoria própria.

A densidade linear de corrente se mostra de maneira bem diferente quando comparadas as duas antenas simuladas. No caso da antenna padrão há uma maior densidade linear de corrente em todas as extremidades do *patch*, enquanto na antenna monopolo se apresenta apenas nas extremidades inferiores. O comportamento observado na Figura 32 se deve à redução da dimensão do plano de terra que proporciona que o campo elétrico não seja refletido completamente na direção normal ao plano do *patch*. Porém, devido a essa maior concentração, a densidade linear de corrente máxima na antenna monopolo chega a ser o dobro da antenna padrão. A Tabela 9 resume os resultados apresentados na Figura 31 e Figura 32.

Tabela 9 - Resultados da antenna padrão e de monopolo.

Geometria da Antena	Frequência de Ressonância (GHz)	Perda de Retorno (dB)	Largura de Banda Fracionária (%)	Densidade de Corrente Máxima (A/m)
Padrão	5,8	-24,83	18,65	10,45
Monopolo	7,6	-22,12	> 148%	19,4

Fonte: Autoria própria

A Figura 33 mostra ao diagrama de radiação 2D e 3D para a antena padrão e para a antena monopolo

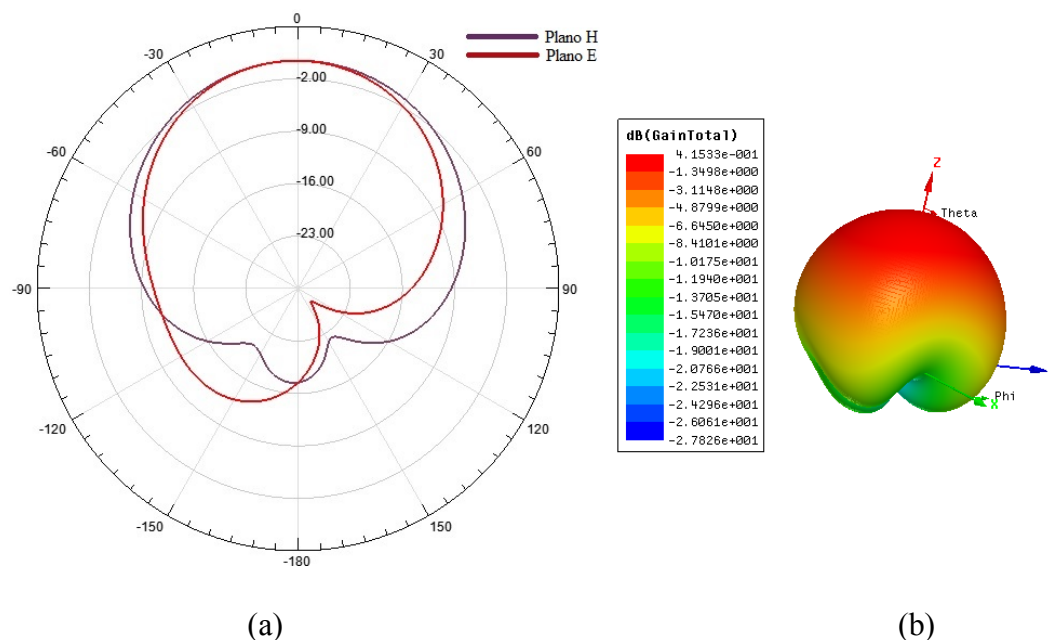


Figura 33 – Diagrama de radiação (a) 2D e (b) 3D da antena padrão para a frequência de 5,8 GHz.

Fonte: Autoria própria.

Analisando os diagramas de radiação apresentados na Figura 33 é possível observar a característica *broadside* da antena padrão, ou seja, devido à dimensão do plano de terra ser completa às dimensões do substrato da antena, toda potência é irradiada em direção ao vetor normal ao plano do *patch* da antena. A Figura 34 mostra os diagramas 2D e 3D da antena monopolo para a frequência de 7,6 GHz, ou seja, para a frequência de ressonância apresentada na Tabela 9.

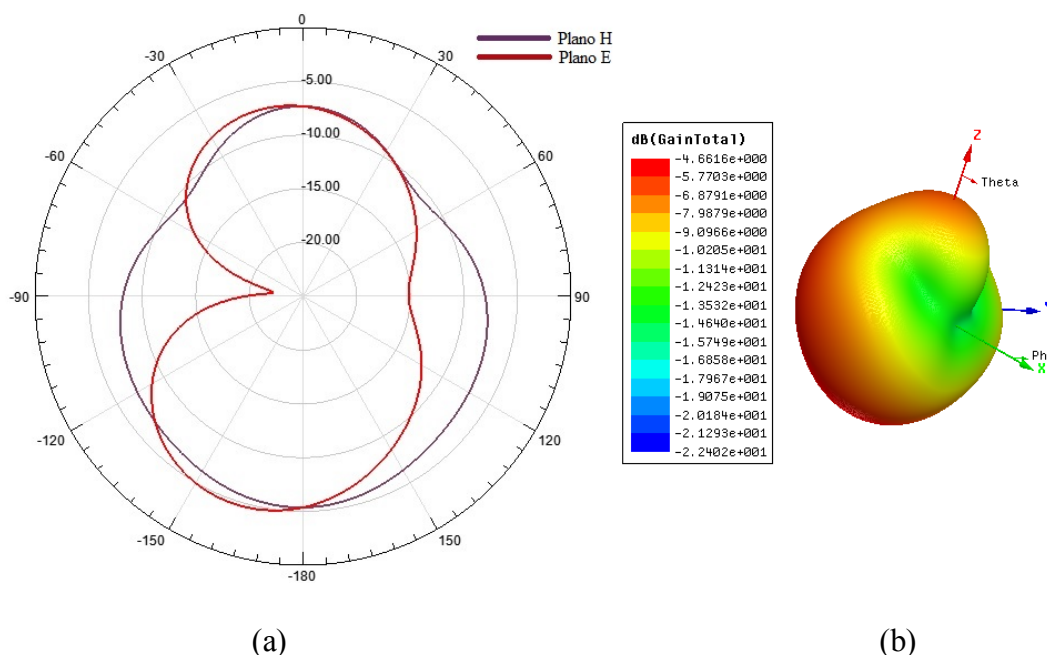


Figura 34 - Diagrama de radiação (a) 2D e (b) 3D da antena monopolo para a frequência de 7,6 GHz.

Fonte: Autoria própria.

De acordo com a Figura 34 é possível observar que a potência é bastante irradiada no sentido oposto em relação à antena padrão, pois a dimensão reduzida do plano de terra permite a passagem de campo elétrico neste sentido.

A inserção do CSRR ao plano de terra da antena monopolo³ se deu primeiramente com as dimensões presentes em Brito et al (2010) e seus parâmetros foram simulados e comparados com as duas antenas anteriormente projetadas. A Figura 35 mostra o resultado da perda de retorno para a antena CSRR padrão comparada com as outras antenas já projetadas.

³ A partir desse momento a antena monopolo com CSRR, apresentada na Figura 29, será chamada de antena CSRR padrão.

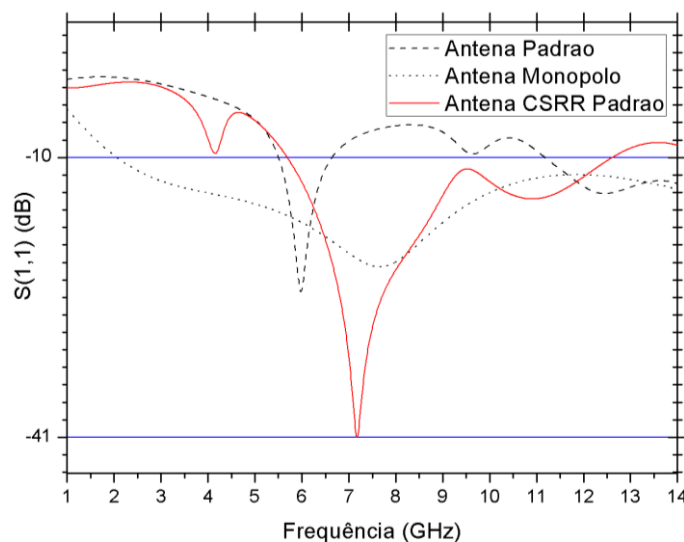


Figura 35 - Perda de retorno entre antena padrão, monopolo e CSRR padrão.

Fonte: Autoria própria.

De acordo com o resultado simulado a antena CSRR padrão apresenta melhor valor de perda de retorno do que as duas antenas projetadas, com valor de -40,96 dB para a frequência de 7,17 GHz. Como é possível observar, a presença do CSRR atua como um filtro para frequências abaixo de 5,7 GHz e acima de 12,62 GHz e incrementa o valor da perda de retorno para a frequência de 7,17 GHz. A largura de banda fracionária da antena CSRR padrão é reduzida de um valor acima de 148% para 75,42%, o que ainda permite que a antena opere no sistema UWB. A Figura 36 mostra a densidade linear de corrente para a antena CSRR padrão tanto para o *patch* quanto para a estrutura projetada no plano de terra e a Figura 37 seu diagrama de radiação 2D e 3D. A Tabela 10 apresenta as informações detalhadas acerca da Figura 35.

Tabela 10 - Resultados da antena CSRR padrão.

Características da antena CSRR padrão			
Frequência de Ressonância (GHz)	Perda de Retorno (dB)	Largura de Banda Fracionária (%)	Densidade de Corrente Máxima (A/m)
7,17	-40,96	75,42	41,12

Fonte: Autoria própria.

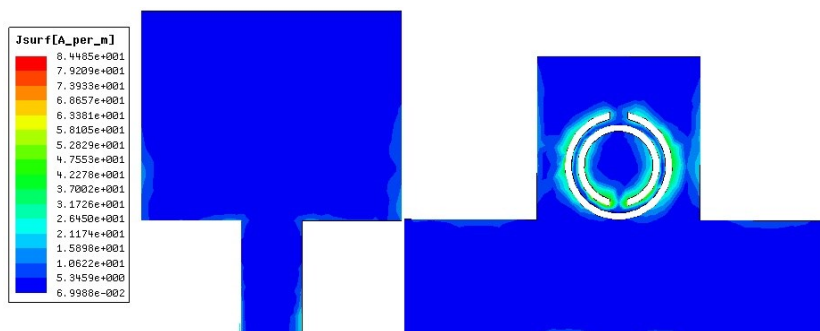


Figura 36 - Densidade linear de corrente da antenna CSRR padrão.

Fonte: Autoria própria.

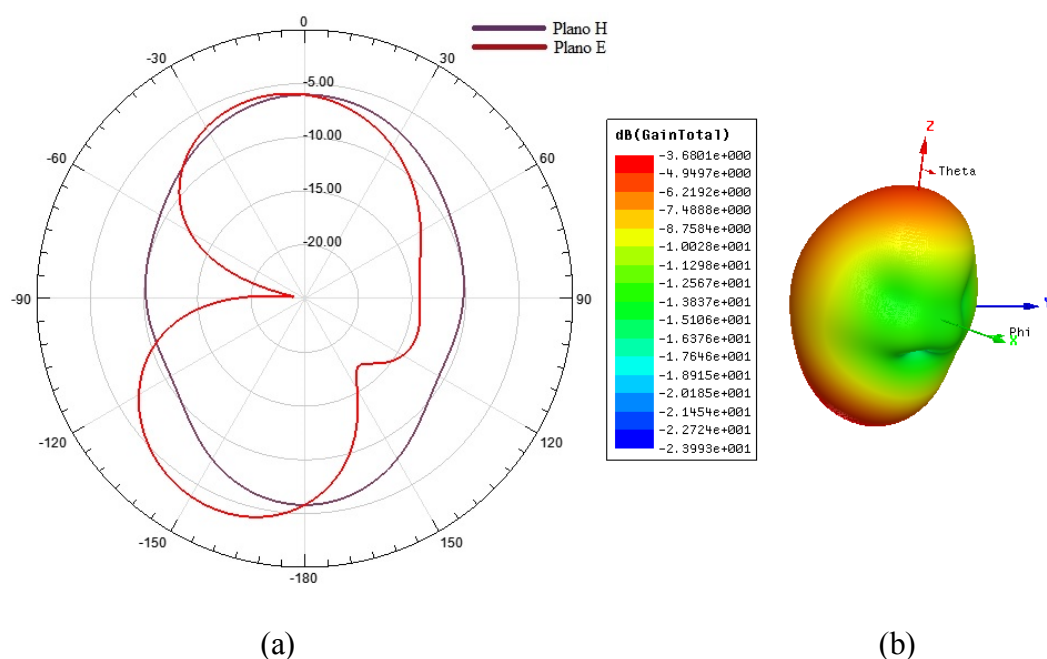


Figura 37 - Diagrama de radiação (a) 2D e (b) 3D da antenna CSRR padrão para 7,17 GHz.

Fonte: Autoria própria.

A Figura 36 mostra como a densidade de corrente no *patch* da antenna CSRR padrão é bastante reduzida em relação às outras antenas já mostradas. Isso se deve ao fato da presença do CSRR, onde a densidade de corrente se concentra no anel ressonador, principalmente no anel externo e na parte inferior do anel interno, alcançando valores de aproximadamente 40 A/m. Seu diagrama de radiação apresenta forma semelhante em relação ao diagrama da antenna monopolo porém, o campo elétrico não é tão disperso no sentido contrário à propagação

broadside da antena. A característica mais estreita em seu centro é devido à presença de mais condutor no plano de terra, que faz uma parte da potência ser irradiada no sentido positivo do eixo z .

6.1.1 Variações das dimensões do CSRR na antena proposta

As modificações propostas na Tabela 5 foram aplicadas a fim de se observar a influência da modificação das dimensões do CSRR nos parâmetros da antena. A Figura 38 mostra o resultado das simulações para a perda de retorno das variações do caso 1, onde a dimensão “ g ” é variada adicionando 0,5 mm e subtraindo 0,5 mm à sua dimensão padrão. A Figura 39 mostra a densidade linear de corrente nos elementos condutores das antenas projetadas para (a) $g = 1,7$ mm e (b) $g = 0,7$ mm.

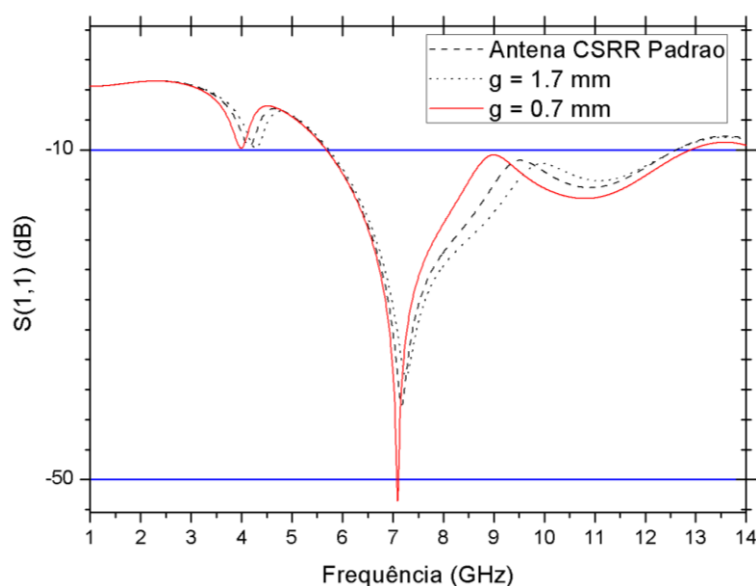


Figura 38 - Perda de retorno do caso 1 comparado com antena CSRR padrão.

Fonte: Autoria própria.

É possível observar na Figura 38 que não há grande variação no padrão da perda de retorno, apenas um pequeno deslocamento na frequência de ressonância. Há um valor maior de perda de retorno para a dimensão $g = 0,7$ mm em relação às outras dimensões simuladas,

alcançando -52,58 dB para frequência de 7,09 GHz. A largura de banda fracionária para as duas variações praticamente não se altera, sendo de 74,88% para $g = 1,7$ mm e de 76,42% para $g = 0,7$ mm, porém para $g = 1,7$ mm a perda de retorno possui valor de -37,48 dB para a frequência de 7,26 GHz.

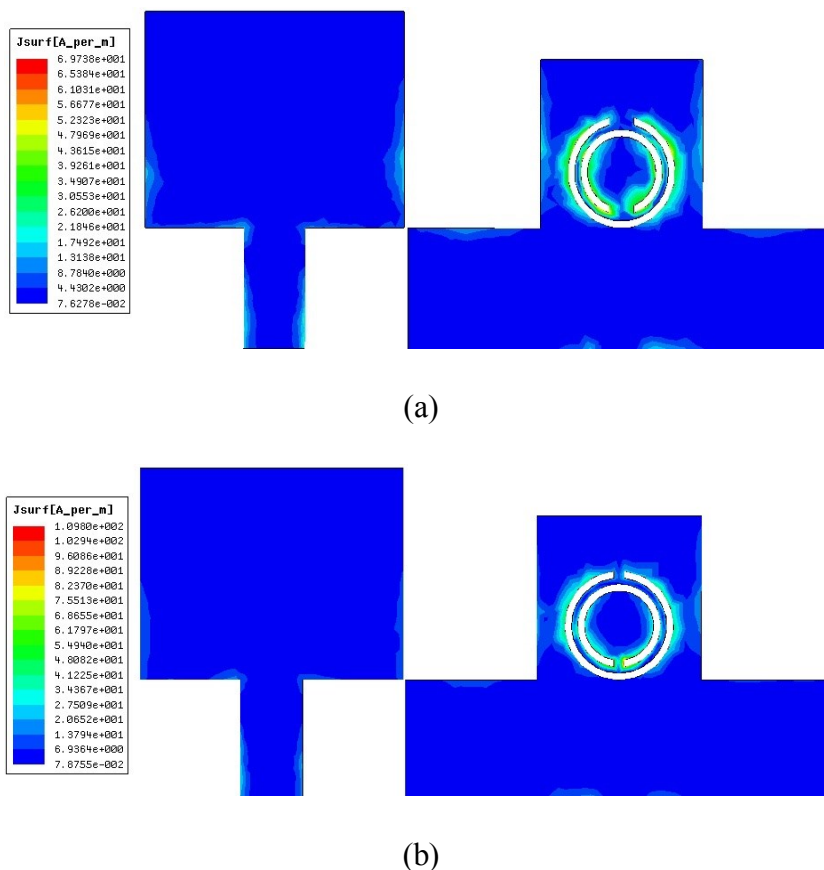


Figura 39 - Densidade linear de corrente para (a) $g = 1,7$ mm e (b) $g = 0,7$ mm.

Fonte: Autoria própria.

Do mesmo modo da antena CSRR padrão, as antenas do caso 1 também possuem baixa densidade de corrente no *patch* e uma alta densidade linear de corrente no anel ressoador, com valor de, aproximadamente, 39 A/m para $g = 1,7$ mm e 89 A/m para $g = 0,7$ mm. A alta densidade linear de corrente presente no segundo resultado se deve ao pequeno valor da dimensão “g”, concentrando a corrente nesse ponto. A Figura 40 o diagrama de radiação 2D e 3D para $g = 1,7$ mm e a Figura 41 para $g = 0,7$ mm.

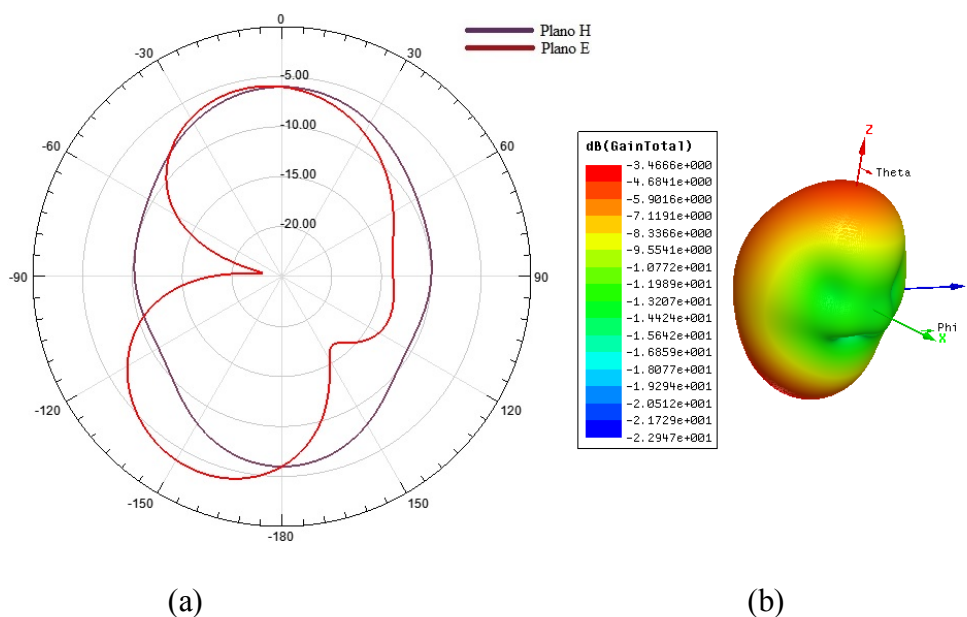


Figura 40 - Diagrama de radiação (a) 2D e (b) 3D para $g = 1,7$ mm.

Fonte: Autoria própria.

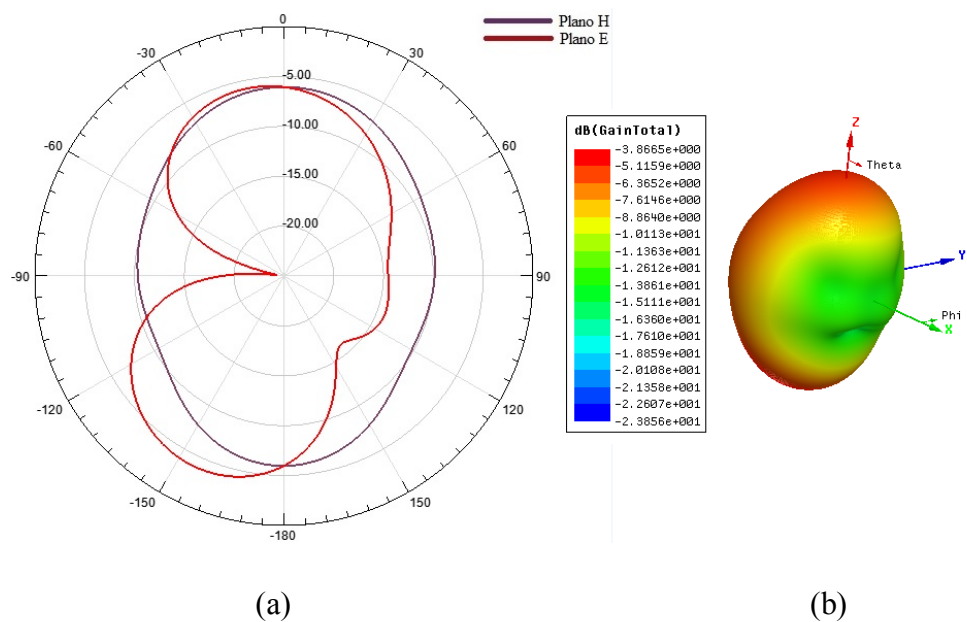


Figura 41 - Diagrama de radiação (a) 2D e (b) 3D para $g = 0,7$ mm.

Fonte: Autoria própria.

Através da comparação entre a Figura 37, Figura 40 e Figura 41 é possível observar que a variação da dimensão “g” não influencia no diagrama de radiação, pois a dimensão do plano

de terra é praticamente inalterada. A Tabela 11 mostra os resultados relativos às simulações para o caso 1 comparados aos resultados da antena CSRR padrão.

Tabela 11 - Resultados da antena CSRR padrão e caso 1 simulado.

Geometria da Antena	Frequência de Ressonância (GHz)	Perda de Retorno (dB)	Largura de Banda Fracionária (%)	Densidade de Corrente Máxima (A/m)
CSRR Padrão	7,17	-40,96	75,42	41,12
g = 1,7 mm	7,27	-37,48	74,88	43,62
g = 0,7 mm	7,09	-52,58	76,42	89,23

Fonte: Autoria própria.

Para o caso 2, onde a dimensão “s” foi variada mantendo-se as dimensões “d” e “g” fixas, os resultados da perda de retorno comparadas à antena CSRR padrão podem ser observados na Figura 42.

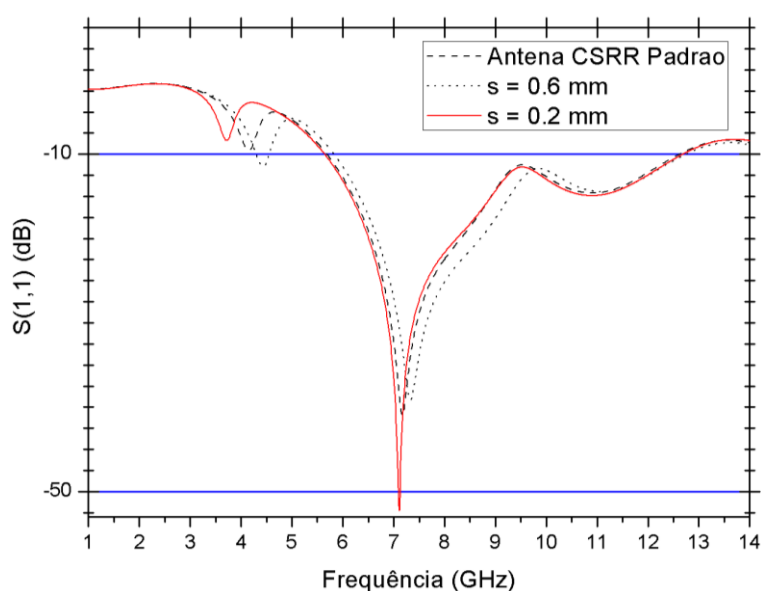
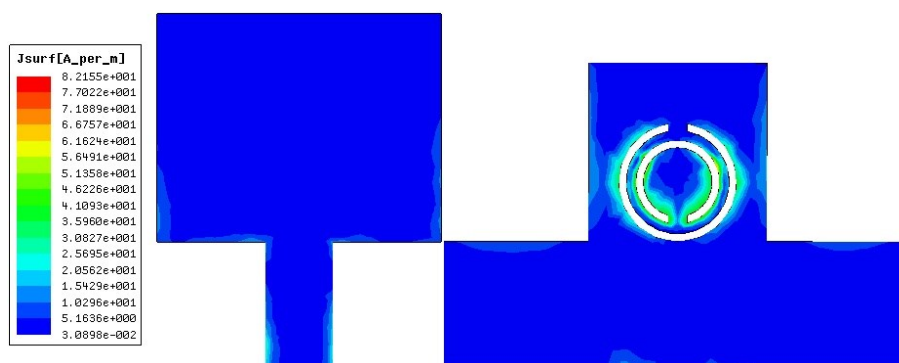


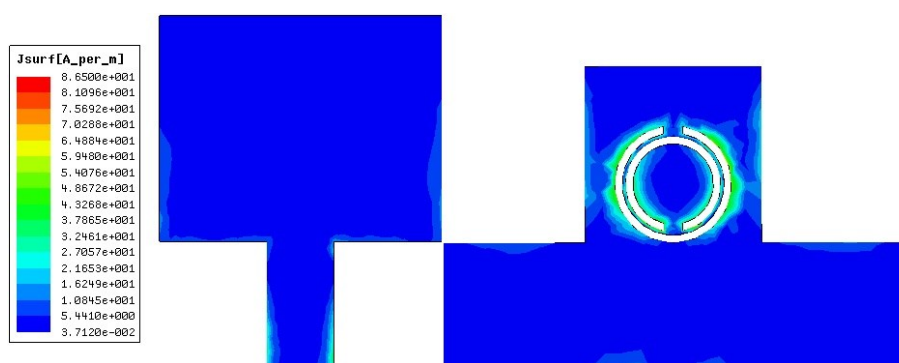
Figura 42 - Perda de retorno do caso 2 comparado com antena CSRR padrão.

Fonte: Autoria própria.

Assim como as simulações para o caso 1, a perda de retorno simulada para o caso 2 não é afetada fortemente em relação ao padrão da curva, ou seja, não há grande deslocamento na frequência de ressonância nem na largura de banda. Para $s = 0,6$ mm pode ser observado um deslocamento mais acentuado de frequência de ressonância para o valor 7,33 GHz com perda de retorno de -39,1 dB. O gráfico também mostra uma característica *dual-band*, apesar do primeiro modo não ultrapassar o valor de -11,47 dB para a frequência de 4,43 GHz. Para o primeiro modo a largura de banda fracionária é de 5,65%, enquanto para o segundo modo a largura de banda fracionária chega a 74,42%. Para $s = 0,2$ mm é possível observar um alto valor de perda de retorno para a frequência 7,11 GHz com valor de -52,26 dB e uma largura de banda fracionária de 76,63%. A Figura 43 mostra o comportamento da densidade linear de corrente para as duas simulações efetuadas no caso 2.



(a)



(b)

Figura 43 - Densidade linear de corrente para (a) $s = 0,6$ mm e (b) $s = 0,2$ mm.

Fonte: Autoria própria.

Em relação à densidade linear de corrente apresentada na Figura 43, quando a dimensão “s” é reduzida para $s = 0,2$ mm ocorre uma maior distribuição de corrente no anel ressonador externo enquanto há o aparecimento de uma certa densidade de corrente no *patch* em relação a dimensão $s = 0,6$ mm. Apesar da densidade de corrente para $s = 0,6$ mm ser semelhante às Figuras já apresentadas, esta possui uma maior concentração de corrente no centro dos ressoadores. A Tabela 12 resume os valores apresentados através da Figura 42 e Figura 43 comparados com a antena CSRR padrão. A Figura 44 mostra o diagrama de radiação 2D e 3D para $s = 0,6$ mm. Os diagramas para $s = 0,2$ mm são mostrados na Figura 45.

Tabela 712 - Resultados da antena CSRR padrão e caso 2 simulado.

Geometria da Antena	Frequência de Ressonância (GHz)	Perda de Retorno (dB)	Largura de Banda Fracionária (%)	Densidade de Corrente Máxima (A/m)
CSRR Padrão	7,17	-40,96	75,42	41,12
s = 0,6 mm	4,43 e 7,34	-11,47 e -37,48	5,65 e 74,42	51,36
s = 0,2 mm	7,11	-52,58	76,63	54,08

Fonte: Autoria própria.

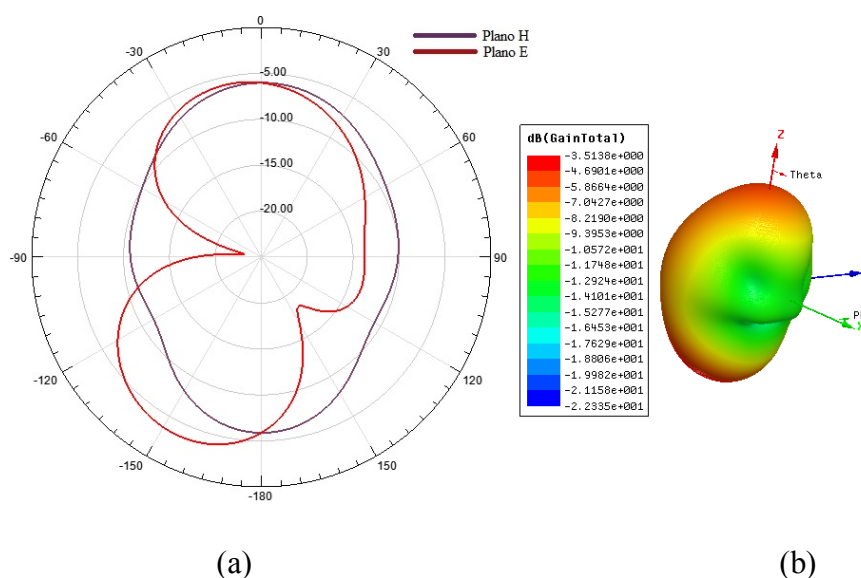


Figura 44 - Diagrama de radiação (a) 2D e (b) 3D para $s = 0,6$ mm

Fonte: Autoria própria.

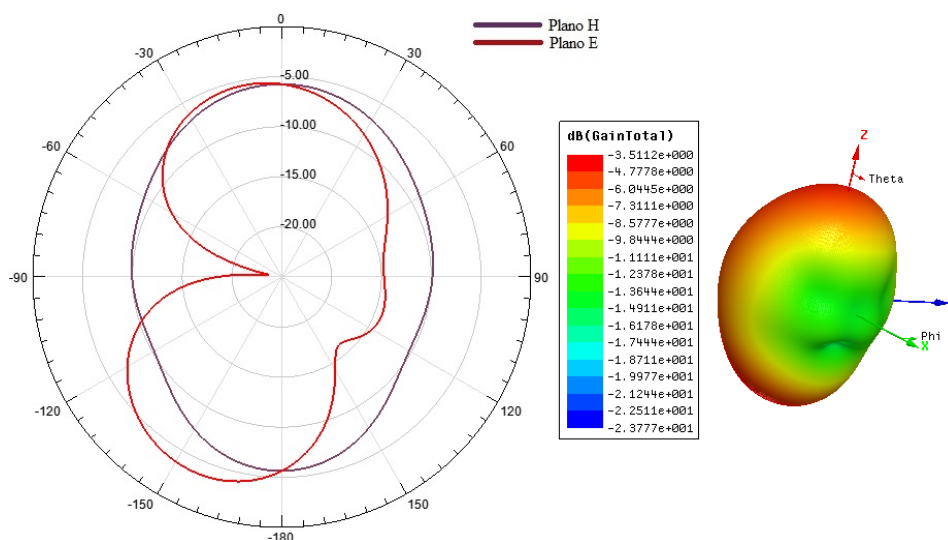


Figura 45 - Diagrama de radiação (a) 2D e (b) 3D para $s = 0,2$ mm.

Fonte: Autoria própria.

Assim como o caso 1, os resultados obtidos nas simulações para o caso 2 mostram que as modificações nas dimensões de “s” praticamente não modificam os diagramas de radiação, há apenas algumas variações no centro do diagrama para o campo elétrico. Os valores de densidade linear de corrente apresentados na Tabela 12 mostram valores reduzidos em relação às densidades de corrente obtidas através da variação da dimensão “g”.

Os resultados da perda de retorno referentes ao caso 3, onde as dimensões “g” e “s” foram mantidas fixas e a dimensão “d” foi variada, podem ser vistos na Figura 46 comparados com a simulação para a antena CSRR padrão.

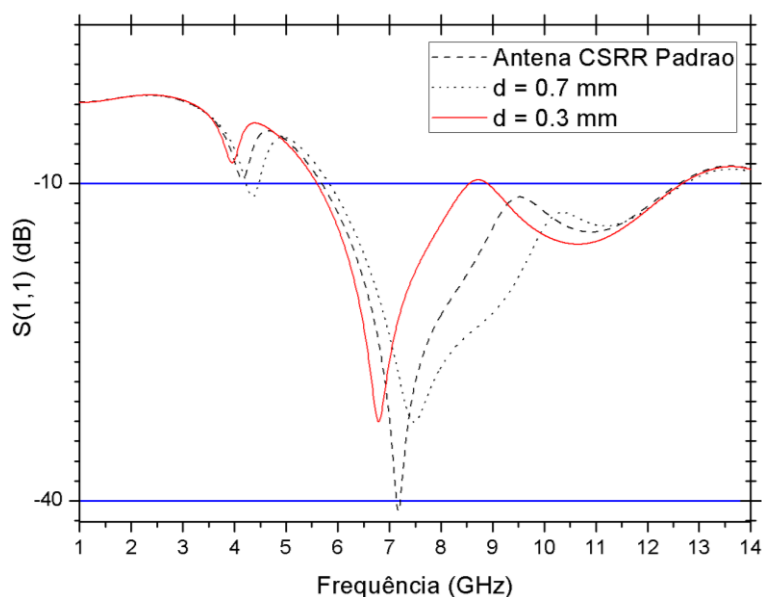
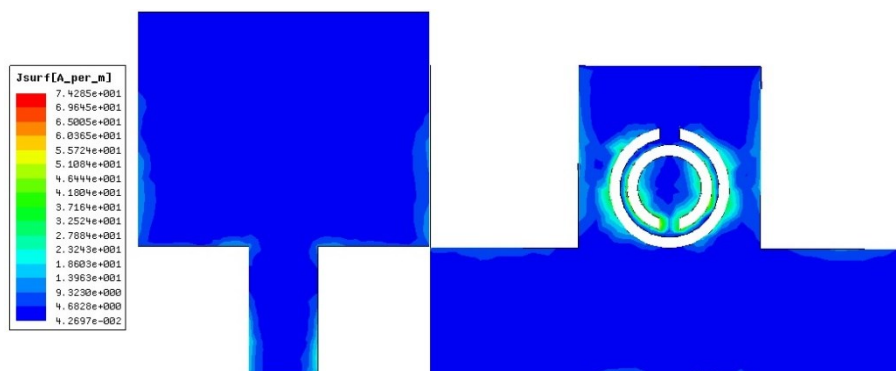


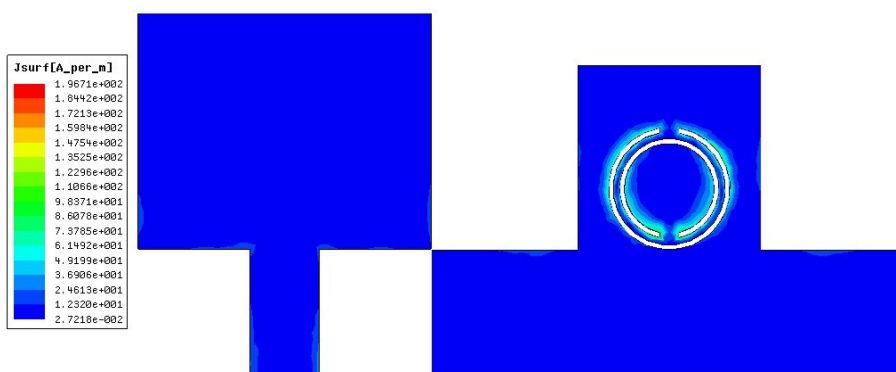
Figura 46 - Perda de retorno do caso 3 comparado com antena CSRR padrão.

Fonte: Autoria própria.

O resultado de perda de retorno para $d = 0,3$ mm mostra o comportamento *dual-band* nesta configuração de CSRR e um deslocamento de frequência em relação a antena CSRR padrão. Para a frequência de 6,79 GHz a perda de retorno possui o valor de -32,52 dB. Sua característica *dual-band* permite a operação do dispositivo para valores de frequência entre 5,6 GHz e 8,54 GHz, com largura de banda fracionária de 41,58% e para valores de frequência entre 8,9 GHz e 12,67 GHz com largura de banda fracionária de 34,96% e perda de retorno de -15,76 dB para frequência de 10,65 GHz. Esta segunda faixa de operação ultrapassa a faixa de frequência do sistema UWB (até 10,6 GHz) porém seu primeiro modo de operação possui largura de banda fracionária acima de 25%. Para $d = 0,7$ mm não há grande alteração na perda de retorno em relação à antena CSRR padrão, apesar da fraca característica *dual-band* na frequência de 4,35 GHz. A Figura 47 mostra a densidade de corrente para $d = 0,7$ mm e $d = 0,3$ mm.



(a)



(b)

Figura 47 - Densidade de corrente para (a) $d = 0,7$ mm e (b) $d = 0,3$ mm.

Fonte: Autoria própria.

A densidade linear de corrente apresentada na Figura 47 mostra que para o valor $d = 0,7$ mm há uma distribuição mais dispersa de corrente do que para $d = 0,3$ mm. Porém, este possui maiores valores de densidade de corrente devido a sua distribuição ser mais concentrada próxima ao anel externo e ao gap do anel interno, atingindo valores de, aproximadamente, 73 A/m. A Tabela 13 resume os resultados dos valores apresentados na Figura 46 e Figura 47. A Figura 48 mostra o diagrama de radiação 2D e 3D para $d = 0,7$ mm e a Figura 49 para $d = 0,3$ mm.

Tabela 13 - Resultados da antena CSRR padrão e caso 3 simulado.

Geometria da Antena	Frequência de Ressonância (GHz)	Perda de Retorno (dB)	Largura de Banda Fracionária (%)	Densidade de Corrente Máxima (A/m)
CSRR Padrão	7,17	-40,96	75,42	41,12
d = 0,7 mm	4,35 e 7,48	-11,28 e -32,59	5,52 e 74,21	46,44
d = 0,3 mm	6,82 e 10,65	-32,52 e -15,76	41,58 e 34,96	73,79

Fonte: Autoria própria.

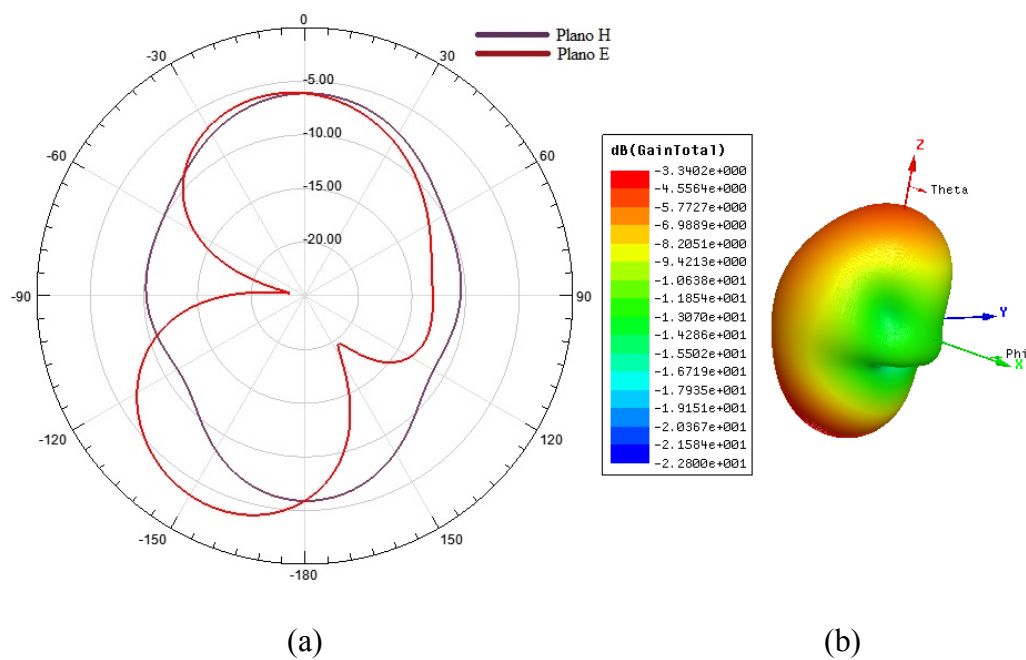


Figura 48 - Diagrama de radiação (a) 2D e (b) 3D para d = 0,7 mm.

Fonte: Autoria própria.

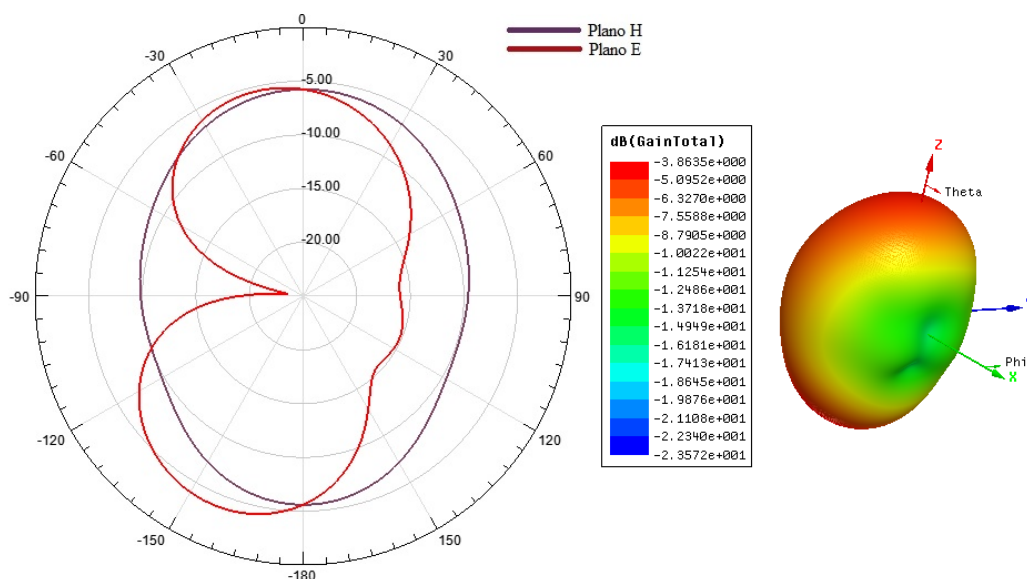


Figura 49 - Diagrama de radiação (a) 2D e (b) 3D para $d = 0,3$ mm.

Fonte: Autoria própria.

Assim como as simulações anteriores, o padrão do diagrama de radiação não é alterado, apenas para o valor $d = 0,7$ mm há uma leve alteração na parte central do campo elétrico e entre -120° e -150° há uma pequena redução do campo magnético, porém o padrão dos diagramas são mantidos em relação aos anteriores.

6.1.2 Verificação da utilização de múltiplas camadas

Para a aplicação de múltiplas camadas de dielétricos foi escolhida a antena simulada⁴ com $d = 0,3$ mm por apresentar uma característica *dual-band* mais forte do que as outras antenas simuladas e um bom resultado na perda de retorno.

O primeiro caso da aplicação de multicamadas, de acordo com a Tabela 6, se deu a partir da deposição de uma camada de dielétrico com altura $h = 1,27$ mm e de permissividade elétrica $\epsilon_r = 6,15$. A fim de comparar os resultados que possuem características semelhantes, os três primeiros casos dispostos na Tabela 6 foram simulados e suas influências na perda de retorno da antena proposta podem ser observadas na Figura 51, onde para o caso 2 a altura da camada

⁴ A partir desse ponto a antena com $d = 0,3$ mm será chamada antena proposta.

é $h = 0,625$ mm e para o terceiro caso $h = 1,9$ mm; ambos os casos a camada possui permissividade elétrica $\epsilon_r = 6,15$. A Figura 50 mostra como se caracteriza a estrutura a ser simulada, onde a Camada 1 representa a camada com permissividade $\epsilon_r = 6,15$.

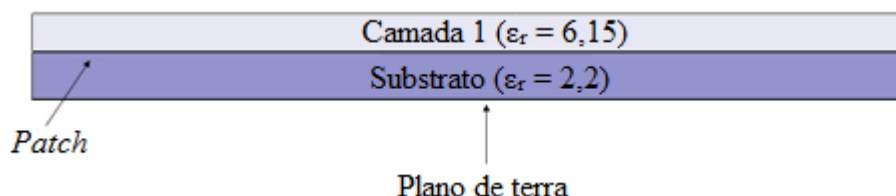


Figura 50 - Descrição da estrutura com multicamada.

Fonte: Autoria própria

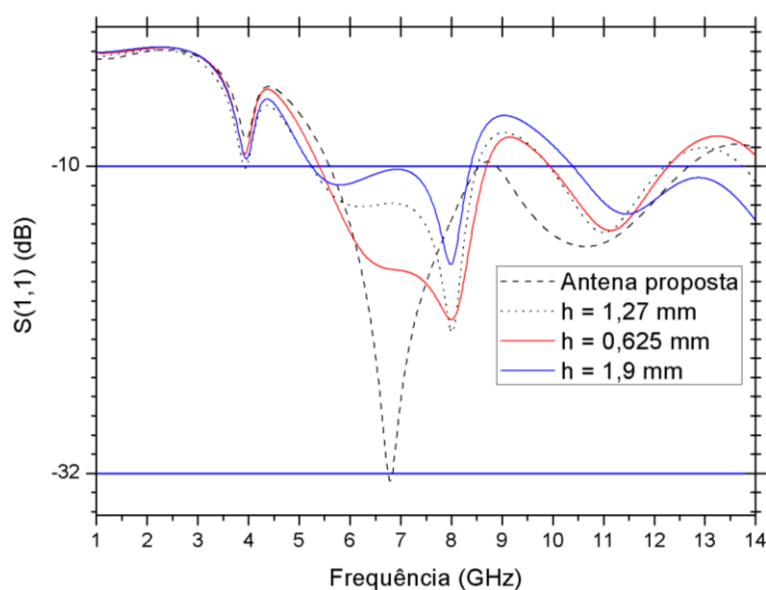


Figura 51 - Perda de retorno de multicamadas com $\epsilon_r = 6,15$ comparada com antena proposta.

Fonte: Autoria própria.

A Figura 51 mostra que a aplicação da camada de dielétrico com permissividade relativa $\epsilon_r = 6,15$ reduz consideravelmente a perda de retorno da antena proposta, acentuando a característica de filtro dos anéis ressoadores. Para a camada de altura $h = 0,625$ mm é possível observar o incremento na largura de banda em relação à antena proposta, porém com um menor valor de perda de retorno (-20,98 dB) para frequência de ressonância 8,0 GHz. A aplicação da

camada dielétrica desloca todas as frequências para um valor aproximado de 8GHz com uma redução de mais de 30% no valor da perda de retorno. A característica *dual-band* apresentada nas duas primeiras simulações mostradas na Figura 51 (para $h = 0,625$ mm e $h = 1,27$ mm) não se apresenta de forma satisfatória, já que para o segundo modo de operação há uma rejeição maior nas frequências dentro da faixa do sistema UWB, fazendo com que haja a redução da largura de banda no segundo modo. A Tabela 14 mostra detalhadamente informações acerca dos resultados mostrados na Figura 51.

Tabela 14 - Resultados das antenas mostradas na Figura 51.

Geometria da Antena	Frequência de Ressonância (GHz)	Perda de Retorno (dB)	Largura de Banda Fracionária (%)
Proposta	6,82 e 10,65	-32,52 e -15,76	41,58 e 34,96
h = 0,625 mm	8,0 e 11,13	-20,98 e -14,60	46,70 e 20,88
h = 1,27 mm	8,01 e 9,94	-21,89 e -10,04	47,56 e 20,42
h = 1,9 mm	7,99 e 11,45	-17,03 e -13,42	45,81 e >29,51

Fonte: Autoria própria.

Com os dados da Tabela 14 observa-se que as simulações que obtiveram largura de banda fracionária acima de 25% para seu segundo modo de operação estão dentro da faixa do sistema UWB apenas em seu primeiro modo. Porém, como o valor da perda de retorno é bastante reduzido em relação a antenna proposta, as três simulações não apresentaram resultados satisfatórios já que o deslocamento de frequência observado é superior a 1 GHz com redução de mais de 30% no valor de perda de retorno.

Os resultados referentes aos três últimos casos da Tabela 6 estão apresentados na Figura 54 utilizando a antenna proposta como referência. Como já foi exposto na Tabela 6, as três últimas simulações tratam da utilização da camada com permissividade elétrica $\epsilon_r = 2,2$ além da aplicação de outras camadas acima desta: camada com permissividade elétrica $\epsilon_r = 6,15$ e altura $h = 0,625$ mm e camada de mesma permissividade elétrica ($\epsilon_r = 6,15$) com valor de altura $h = 1,27$ mm. As estruturas a serem simuladas podem ser observadas na Figura 52 e Figura 53 e suas dimensões são observadas na Tabela 15.

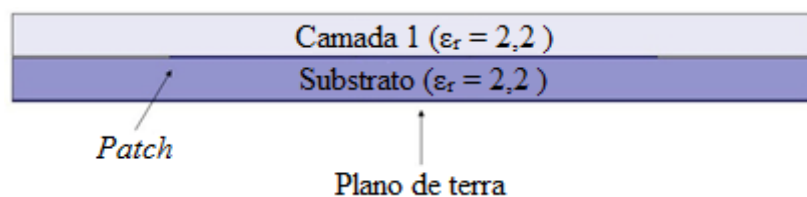


Figura 52 - Descrição da estrutura para $\epsilon_r = 2,2$ na multicamada.

Fonte: Autoria própria.

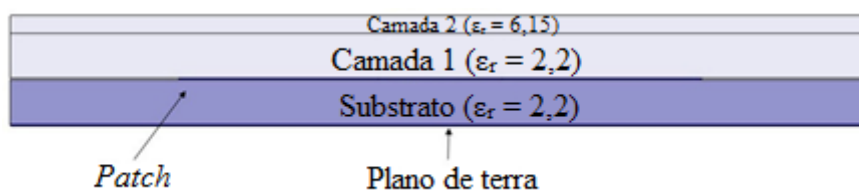


Figura 53 - Descrição da estrutura com duas camadas acima do *patch*.

Fonte: Autoria própria.

Tabela 15 – Descrição dos parâmetros da simulação.

Altura das camadas (mm)	Descrição dos parâmetros
1,57 mm	Camada com $\epsilon_r = 2,2$ e $h = 1,57$ mm
2,195 mm	Camada com $\epsilon_r = 2,2$ e $h = 1,57$ mm + camada com $\epsilon_r = 6,15$ e $h = 0,625$ mm
2,84 mm	Camada com $\epsilon_r = 2,2$ e $h = 1,57$ mm + camada com $\epsilon_r = 6,15$ e $h = 1,27$ mm

Fonte: Autoria própria.

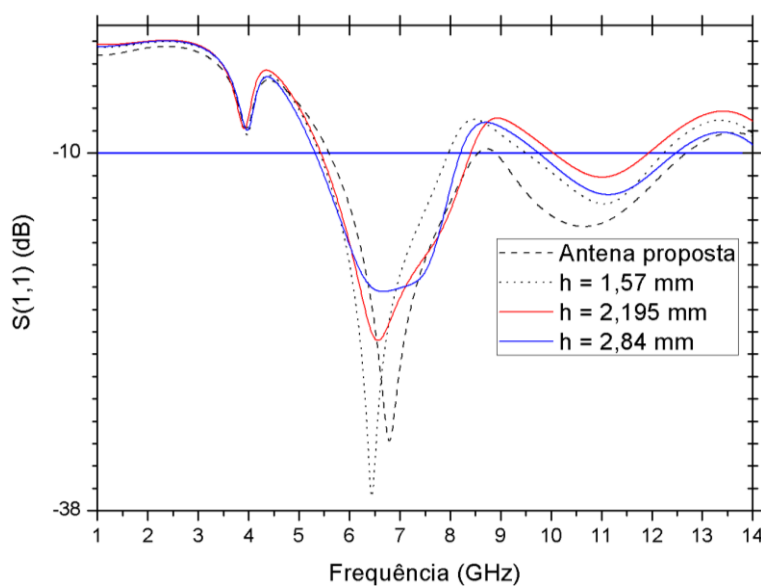


Figura 54 - Perda de retorno de multicamadas comparada com antenna proposta.

Fonte: Autoria própria.

Ao aplicar uma camada acima do *patch* com permissividade $\epsilon_r = 2,2$ observa-se um incremento no valor da perda de retorno de -32,52 dB para -36,89 dB e um leve deslocamento da frequência de ressonância em relação à antenna proposta (de 6,79 GHz para 6,45 GHz). Apesar do incremento do ganho, há uma pequena redução em sua largura de banda, porém essa redução não ultrapassa 4%. As outras simulações se mostraram com menos influência na modificação da largura de banda e na frequência de ressonância, já que a camada com permissividade $\epsilon_r = 2,2$ reduz o valor da frequência de ressonância e a camada com permissividade $\epsilon_r = 6,15$ incrementa esse valor. Porém, é possível observar um menor valor da perda de retorno para as duas simulações em que foi utilizada a camada com permissividade $\epsilon_r = 6,15$. Assim como os resultados das simulações anteriores, mostradas na Figura 51, os resultados para multicamadas apresentados na Figura 54 também mostram a redução da largura de banda para o segundo modo de operação, bem como na sua perda de retorno. A Tabela 16 resume os dados mostrados na Figura 54.

Tabela 16 – Resultados das antenas mostradas na Figura 54.

Geometria da Antena	Frequência de Ressonância (GHz)	Perda de Retorno (dB)	Largura de Banda Fracionária (%)
Proposta	6,82 e 10,65	-32,52 e -15,76	41,58 e 34,96
h = 1,57 mm	6,45 e 11,04	-36,89 e -13,98	37,96 e 25,13
h = 2,195 mm	6,56 e 11,01	-30,99 e -13,98	42,77 e 17,02
h = 2,84 mm	6,66 e 11,13	-26,64 e -13,95	42,31 e 24,38

Fonte: Autoria própria.

Para o caso 7, em que foi implementada uma camada com permissividade elétrica unitária com diferentes alturas e, acima desta, uma outra camada com permissividade elétrica $\epsilon_r = 2,2$ e altura $h = 1,57$ mm, como pode ser visto na Figura 55, o resultado para a perda de retorno dos cinco resultados simulados pode ser vista na Figura 56, onde as diferentes alturas “h” correspondem à espessura da Camada 1 mostrada na Figura 55.

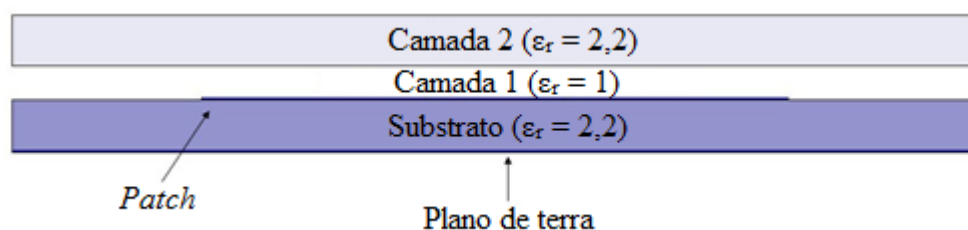


Figura 55 - Estrutura utilizada para simulações do caso 7.

Fonte: Autoria própria.

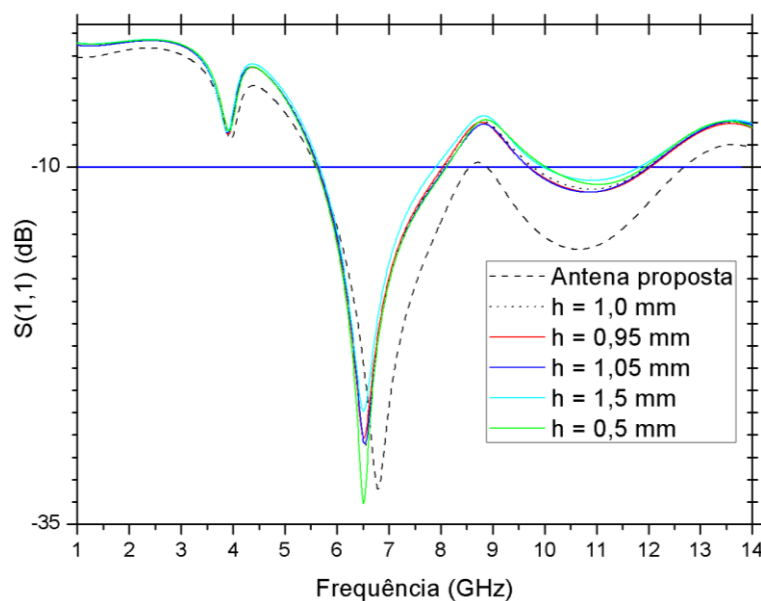


Figura 56 - Perda de retorno para $\epsilon_r = 2,2$ após camada com $\epsilon_r = 1$ com diferentes alturas.

Fonte: Autoria própria.

De acordo com a Figura 56, quando uma camada com permissividade elétrica unitária é aplicada entre o *patch* e a camada com permissividade $\epsilon_r = 2,2$ há um deslocamento na frequência de ressonância para valores um pouco menores do que a antena proposta. A medida que a espessura da camada dielétrica de permissividade unitária aumenta, há uma redução no valor da perda de retorno nos dois modos de operação.

Para o caso em que a altura $h = 0,5$ mm, também há uma redução na frequência de ressonância de 6,82 GHz para 6,51 GHz, porém há o aumento do valor da perda de retorno em relação a antena proposta (de -32,52 dB para -33,57 dB). Também é observada a redução da largura de banda nos dois modos de operação para todas as simulações efetuadas com a presença da camada de permissividade unitária. Todas as informações relativas a perda de retorno e largura de banda das simulações mostradas na Figura 56 podem ser observadas na Tabela 17.

Tabela 17 - Resultados das antenas mostradas na Figura 56.

Geometria da Antena	Frequência de Ressonância (GHz)	Perda de Retorno (dB)	Largura de Banda Fracionária (%)
Proposta	6,82 e 10,65	-32,52 e -15,76	41,58 e 34,96
h = 1,0 mm	6,53 e 10,9	-28,94 e -11,55	34,92 e 20,14
h = 0,95 mm	6,52 e 10,89	-28,99 e -11,75	34,97 e 21,34
h = 1,05 mm	6,53 e 10,84	-29,36 e -11,76	34,97 e 21,12
h = 1,5 mm	6,51 e 10,91	-27,12 e -10,92	32,57 e 16,79
h = 0,5 mm	6,51 e 11,03	-33,57 e -11,22	36,15 e 17,22

Fonte: Autoria própria.

Com os resultados descritos na Tabela 17 é possível observar que o deslocamento da frequência devido a presença da camada de permissividade unitária é praticamente o mesmo para todas as cinco simulações realizadas, e que a perda de retorno para a maioria também sofreu uma redução, exceto no caso para $h = 0,5$ mm, onde houve um acréscimo. A largura de banda de todas as simulações também sofreram redução, tanto para o primeiro quanto para o segundo modo de operação, mas ainda com o primeiro modo operando dentro da faixa do sistema UWB.

O caso 8, como já foi explicado, se assemelha ao caso 7. Porém, é utilizada a camada com permissividade unitária entre o *patch* e a camada com permissividade $\epsilon_r = 6,15$ e com valor de altura $h = 1,27$ mm. As alturas das camadas de permissividade unitária foram as mesmas utilizadas para o caso 7, e os resultados das simulações podem ser observados na Figura 58, bem como a disposição das camadas através da Figura 57.

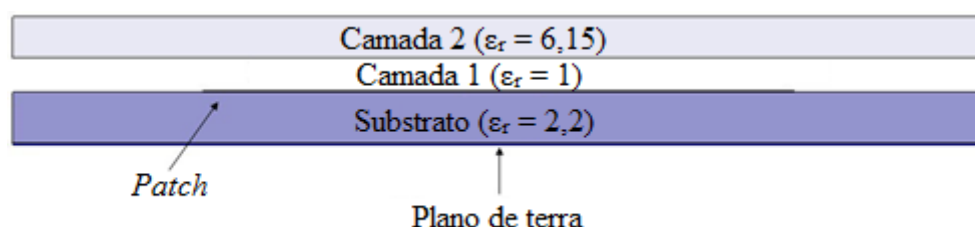


Figura 57 - Estrutura de multicamada para o caso 8.

Fonte: Autoria própria.

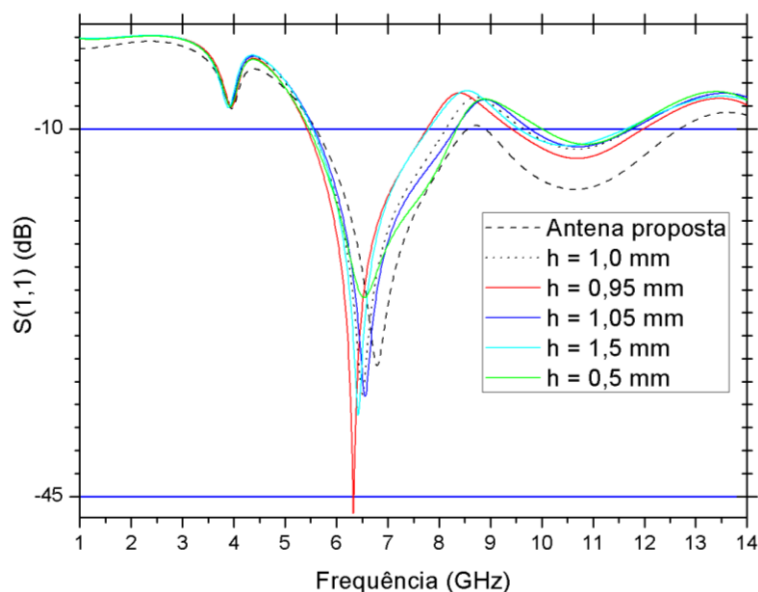


Figura 58 - Perda de retorno para $\epsilon_r = 6,15$ após camada com $\epsilon_r = 1$ com diferentes alturas.

Fonte: Autoria própria.

Como pode ser observado Figura 58, a inserção de uma camada de permissividade unitária entre o *patch* e a camada com permissividade $\epsilon_r = 6,15$ promove redução na frequência de ressonância da antena proposta. É possível observar que, somente para o valor de altura $h = 0,5$ mm houve diminuição no valor da perda de retorno, enquanto que para as outras alturas da primeira camada a perda de retorno foi incrementada. Apesar disso a largura de banda de todas as simulações se mostraram menores do que a antena proposta. No caso da simulação para a altura $h = 0,95$ mm o acréscimo na perda de retorno foi superior a 40%, porém com redução na largura de banda de, aproximadamente, 15%. Os resultados das demais simulações podem ser observados na Tabela 18 e comparadas com a antena proposta.

Tabela 18 - Resultados das antenas mostradas na Figura 58.

Geometria da Antena	Frequência de Ressonância (GHz)	Perda de Retorno (dB)	Largura de Banda Fracionária (%)
Proposta	6,82 e 10,65	-32,52 e -15,76	41,58 e 34,96
h = 1,0 mm	6,50 e 10,66	-35,28 e -11,92	37,77 e 19,71
h = 0,95 mm	6,33 e 10,68	-46,58 e -12,82	35,0 e 23,84
h = 1,05 mm	6,56 e 10,70	-35,48 e -11,69	39,48 e 18,40
h = 1,5 mm	6,42 e 10,49	-37,28 e -11,59	33,58 e 19,54
h = 0,5 mm	6,57 e 10,86	-25,99 e -11,47	41,45 e 15,57

Fonte: Autoria própria.

Com os dados da Tabela 18 é possível observar que o deslocamento de frequência de todas as simulações com a camada de permissividade unitária se deu entre valores bem próximos. A perda de retorno para o segundo modo de operação foi reduzida, assim como a largura de banda para o primeiro e segundo modo. Os valores de perda de retorno foram incrementados para o segundo modo, exceto para $h = 0,5$ mm, como já foi mencionado.

Utilizando o substrato FR4 na mesma antena proposta, foi realizada simulação para verificar a influência da modificação do substrato na perda de retorno da mesma, bem como em sua largura de banda. A comparação entre os valores de perda de retorno da antena proposta e da antena com substrato FR4 pode ser observada na Figura 59.

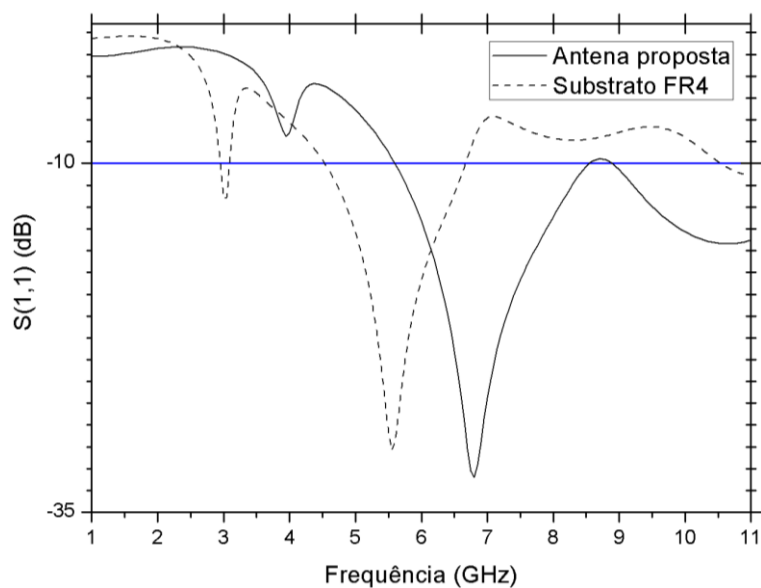


Figura 59 - Perda de retorno da antena proposta e com substrato FR4.

Fonte: Autoria própria.

Através da simulação realizada para o substrato FR4 na antena proposta é possível observar o deslocamento considerável na frequência de ressonância, saindo de 6,82 GHz para 5,55 GHz, com redução no valor da perda de retorno. A largura de banda da antena com substrato FR4 também sofreu redução, de 41,58% para 35,5%, porém essa largura de banda é para seu segundo modo de operação, já que seu primeiro modo se encontra na frequência 3,0 GHz com perda de retorno no valor de -12,54 dB. A Tabela 19 resume os resultados apresentados através da Figura 59.

Tabela 19 - Resultados da antena proposta e com substrato FR4.

Geometria da Antena	Frequência de Ressonância (GHz)	Perda de Retorno (dB)	Largura de Banda Fracionária (%)
Proposta	6,82 e 10,65	-32,52 e -15,76	41,58 e 34,96
Substrato FR4	3,0 e 5,55	-12,54 e -30,55	2,0 e 35,5

Fonte: Autoria própria.

Com os dados mostrados na Tabela 19 é possível observar que a utilização do substrato FR4 na antena proposta reduz o valor da frequência de ressonância, bem como os valores de perda de retorno e largura de banda. Apesar de sua permissividade elétrica do substrato FR4 ser duas vezes maior do que a do substrato RT/duroid 5880, sua menor espessura afeta consideravelmente os resultados do projeto.

6.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

As antenas proposta e impressa no substrato FR4, comparadas na Figura 59, foram selecionadas para processo de fabricação devido às boas características de largura de banda, perda de retorno e disponibilidade de material para utilização como substrato. As placas dielétricas utilizadas para fabricação das antenas podem ser observadas na Figura 60.



(a)



(b)

Figura 60 - Dielétricos utilizados para fabricação das antenas com substrato: (a) RT/duroid 5880 e (b) FR4.

Fonte: Autoria própria.

Para confecção da estrutura proposta na Figura 29 com as dimensões da Figura 28 apresentadas através do resultado para a antena proposta, com $d = 0,3$ mm, foi utilizada a fresa de prototipagem LPKF ProtoMat S42, apresentada na Figura 61, devido às pequenas dimensões do CSRR e à precisão necessária para construção do mesmo. A Tabela 20 resume todas as dimensões utilizadas para o processo de fabricação.

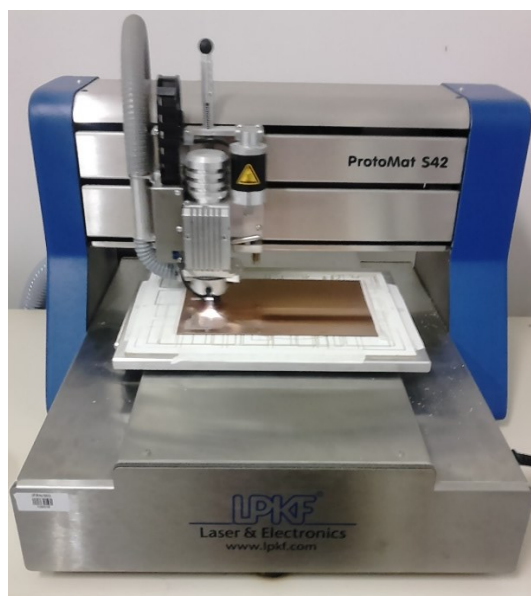


Figura 61 - Fresa de prototipagem utilizada na fabricação das antenas propostas.

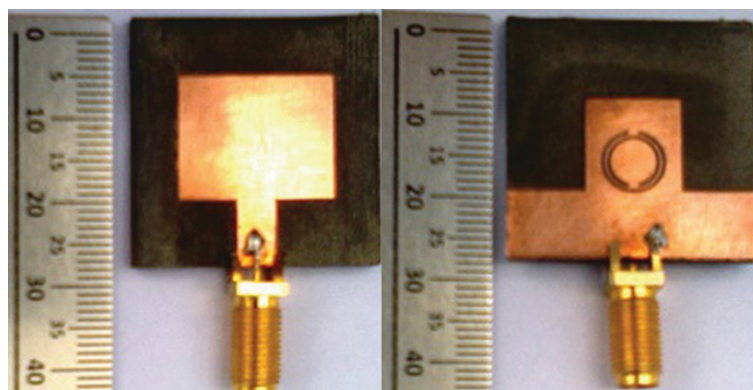
Fonte: Autoria própria.

Tabela 20 - Dimensões utilizadas para fabricação.

Parâmetro	RT/duroid 5880	FR4
Permissividade Elétrica	2,2	4,4
Espessura do Substrato	1,57 mm	1,456 mm
Largura da Linha de Microfita	4,3 mm	
Comprimento da Linha de Microfita	8,12 mm	
Comprimento do <i>Patch</i>	14,6 mm	
Largura do <i>Patch</i>	18,23 mm	
Dimensões do Substrato	30 x 30 mm ²	
Dimensões do CSRR	$g = 1,2$ mm; $s = 0,4$ mm e $d = 0,3$ mm	

Fonte: Autoria própria.

As antenas propostas foram fabricadas de acordo com as dimensões apresentadas na Tabela 20 e podem ser vistas na Figura 62 e Figura 63.

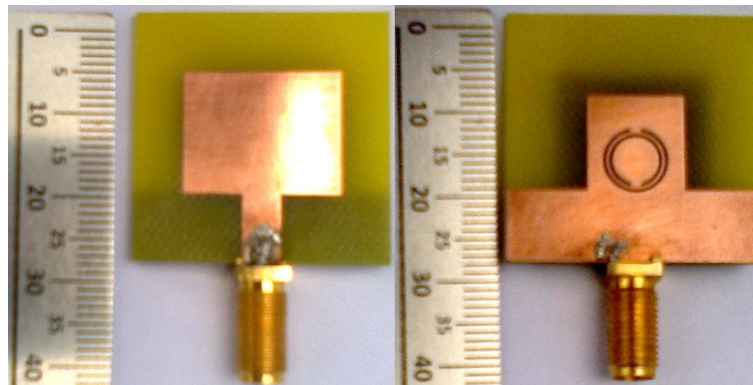


(a)

(b)

Figura 62 - Vista (a) frontal e (b) traseira da antena fabricada com substrato RT/duroid 5880.

Fonte: Autoria própria.



(a)

(b)

Figura 63 - Vista (a) frontal e (b) traseira da antena fabricada com substrato FR4.

Fonte: Autoria própria.

Para garantir maior conformidade com as simulações efetuadas, as duas antenas foram imersas em uma solução de percloroeto de ferro com as partes condutoras protegidas por uma máscara adesiva para evitar corrosão das mesmas e o conector foi soldado após este processo.

Os parâmetros dos dispositivos foram medidos com auxílio do Analisador de Rede Vetorial (*Vectorial Network Analyser – VNA*) Rohde&Schwarz R&S ZVB14 com varredura de frequência de 10 MHz a 14 GHz, mostrado na Figura 64.



Figura 64 - Analisador de Rede Vetorial utilizado para medição.

Fonte: Autoria própria.

A perda de retorno obtida através do VNA para a antena proposta (substrato RT/duroid 5880) comparada com seu valor simulado anteriormente pode ser observada na Figura 65.

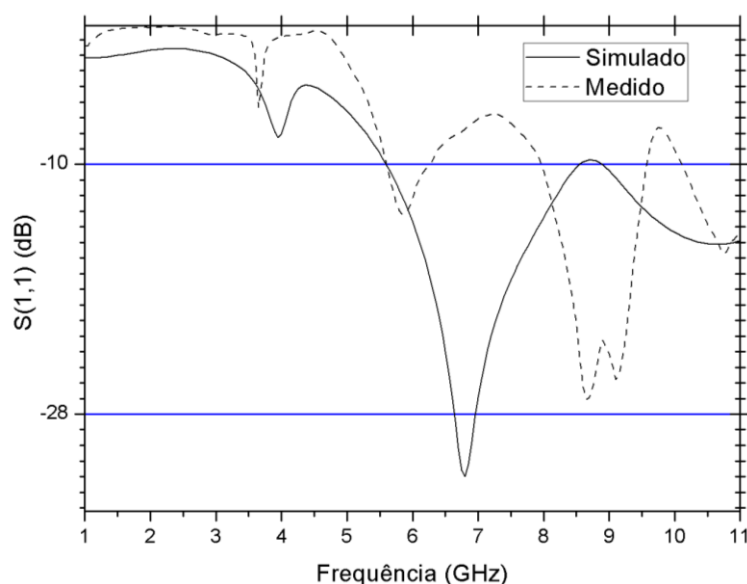


Figura 65 - Comparação entre valores simulados e experimentais da antena proposta.

Fonte: Autoria própria.

Para a antena fabricada é possível observar três modos de operação, em que o primeiro possui perda de retorno no valor de -13,63 dB para frequência 5,85 GHz; o segundo possui perda de retorno no valor de -23,93 dB para a frequência 8,82 GHz e o terceiro modo com perda de retorno -16,47 dB para frequência 10,75 GHz. Em comparação com os valores simulados é possível observar que o padrão da curva é semelhante, porém há um deslocamento no modo de maior valor da perda de retorno. O ponto de solda pode ter influenciado nesse deslocamento de frequência tendo em vista as pequenas dimensões utilizadas para a linha de alimentação. Informações mais detalhadas podem ser observadas através da análise da Figura 66 e da Tabela 21.

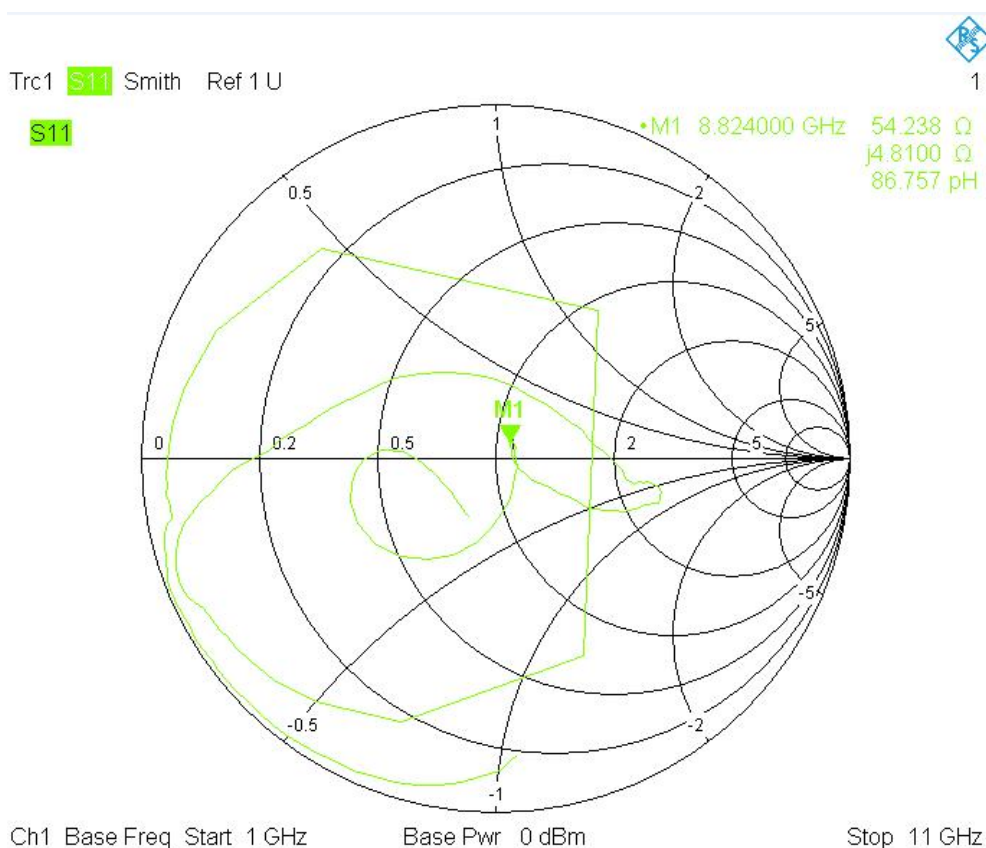


Figura 66 - Carta de Smith da antena com substrato RT/duroid 5880.

Fonte: Autoria própria.

Tabela 21 - Resultados simulados e medidos para a antena CSRR projetada.

Característica da Antena	Frequência de Ressonância (GHz)	Perda de Retorno (dB)	Largura de Banda Fracionária (%)
Simulada	6,82 e 10,65	-32,52 e -15,76	41,58 e 34,96
Medida	5,85; 8,82 e 10,75	-13,63; -23,93 e -16,47	10,97; 17,66 e > 8,03

Fonte: Autoria própria.

Através da análise da Figura 66 é possível observar que a impedância de entrada possui valor de $54,24 \Omega$, ou seja, como o valor está próximo de 50Ω (valor de projeto utilizado para impedância da linha de transmissão), as perdas por reflexão do sinal de entrada são relativamente baixas, portanto a parte imaginária da impedância se aproxima de 0Ω , o que evidencia a qualidade do processo de fabricação da antena. Portanto, a carta de Smith obtida através da medição realizada valida os cálculos realizados para o projeto da antena. Apesar disso, através da análise dos dados da Tabela 21 é possível observar que os resultados experimentais da antena em questão não foram satisfatórios para aplicação da mesma no sistema UWB, já que a largura de banda fracionária máxima de seus modos de operação não ultrapassa 17,66%, ou seja, é inferior a 25%. Seu último modo de operação não é levado em consideração por não estar inserido na faixa de frequência UWB (de 3,1 GHz a 10,6 GHz), portanto, apesar dos bons valores obtidos de perda de retorno, o resultado experimental da antena com substrato RT/duroid 5880 não é adequado para o sistema UWB.

O resultado da perda de retorno da antena em substrato FR4 obtida através do VNA pode ser observada na Figura 67 juntamente com seu resultado simulado a fim de comparação entre os mesmos.

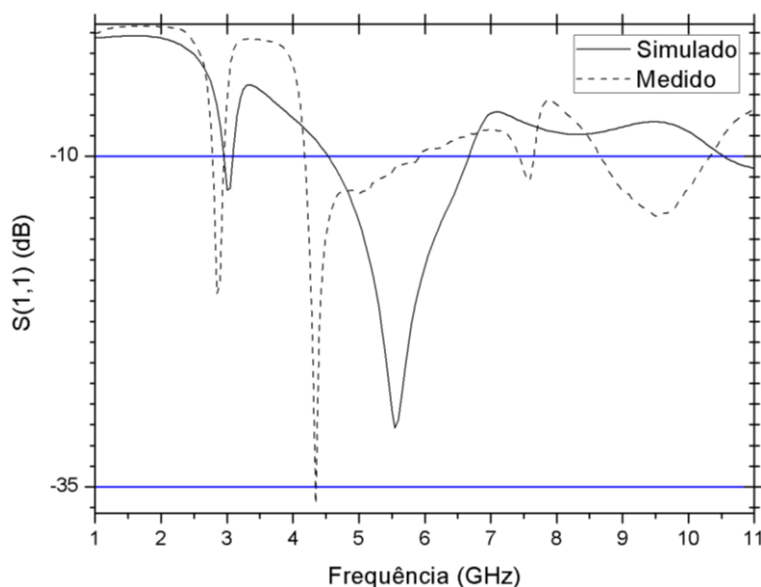


Figura 67 - Comparação entre valores simulados e experimentais da antena com substrato FR4.

Fonte: Autoria própria.

Através dos resultados da Figura 67 é possível observar a concordância no padrão do gráfico da perda de retorno experimental em relação ao simulado, principalmente para frequências em torno de 5 GHz. Assim como no resultado anterior, com substrato RT/duroid 5880, há um deslocamento de frequência para o modo de operação com maior valor de perda de retorno e o mesmo problema em relação à remoção de cobre dentro dos anéis ressoadores, que não foi possível efetuar, porém houve um deslocamento menor do que foi observado para a antena com RT/duroid 5880.

Para o resultado experimental é possível observar quatro modos de operação: o primeiro modo para frequência 2,85 GHz com perda de retorno -20,36 dB; o segundo para frequência 4,35 GHz com perda de retorno no valor de -36,22 dB; terceiro modo com frequência de ressonância 7,55 GHz e perda de retorno -11,76 dB e o quarto modo de operação para a frequência 9,5 GHz com perda de retorno -14,54 dB. Apesar da ocorrência de quatro modos de operação, apenas o segundo modo está inserido no intervalo do sistema UWB, com largura de banda fracionária de 34,12%. A Figura 68 mostra a Carta de Smith para a antena com substrato FR4 e a Tabela 22 resume os resultados presentes na Figura 67.

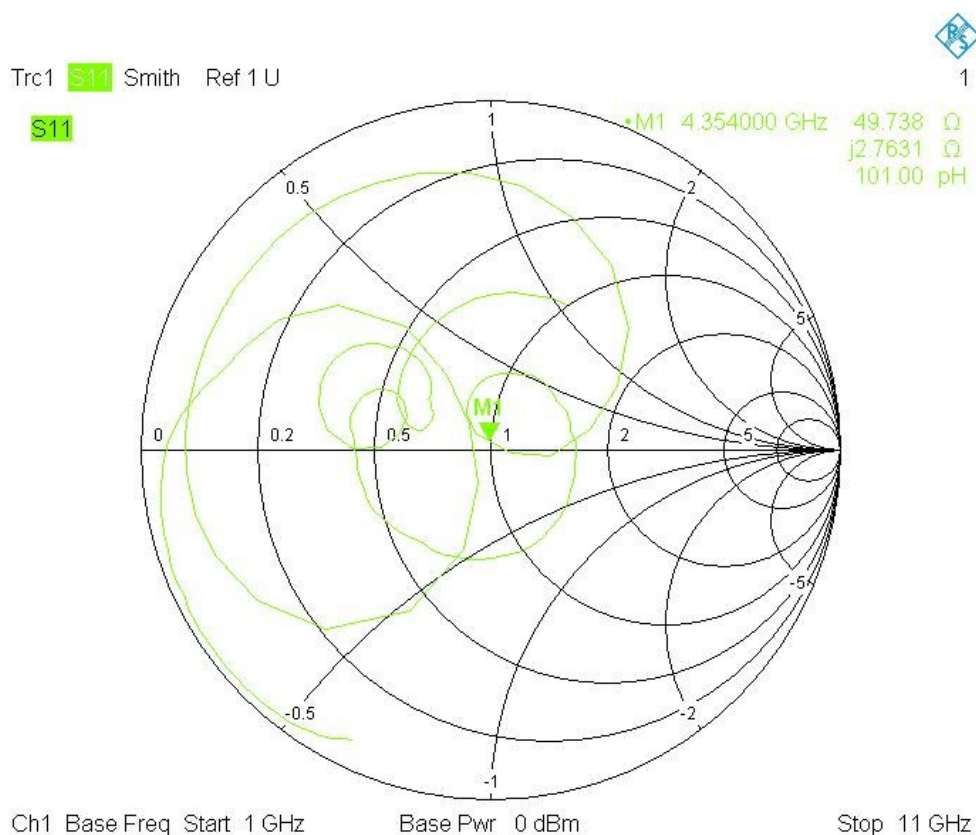


Figura 68 - Carta de Smith para antena com substrato FR4.

Fonte: Autoria própria.

Tabela 22 – Resultados simulados e medidos para a antena com substrato FR4.

Característica da Antena	Frequência de Ressonância (GHz)	Perda de Retorno (dB)	Largura de Banda Fracionária (%)
Simulada	3,0 e 5,55	-12,54 e -30,55	2,0 e 35,5
Medida	2,85; 4,35; 7,55 e 9,5	-20,36; -36,22; -11,76 e -14,54	6,29; 34,12; 3,31 e 16,84

Fonte: Autoria própria.

Com base na Carta de Smith gerado pelo VNA para a antena com substrato FR4 é possível observar um valor de 49,738 Ω para impedância de entrada, o que implica em um fator de reflexão muito baixo, então a potência de entrada refletida possui valor muito baixo, permitindo

que quase toda energia entregue à antena seja utilizada, ou seja, assim como a antena proposta, a parte imaginária da impedância de entrada da antena com substrato FR4 também se aproxima de 0Ω , a qualidade do processo de fabricação da mesma pode ser observada.

Os dados presentes Tabela 22 permitem que seja afirmada a boa operação da antena com FR4 para aplicação no sistema UWB, já que sua largura de banda fracionária é superior à 25% e, para a frequência de ressonância 4,35 GHz seu valor de perda de retorno é 21,83% maior do que o valor simulado máximo (na frequência de 6,82 GHz). Outros modos de operação também apresentam bons resultados, apesar da largura de banda estreita, por possuírem bons valores de perda de retorno.

7 CONCLUSÕES

7.1 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O presente trabalho teve como objetivo realizar um estudo da influência de metamaterial do tipo CSRR em uma antena de microfita visando aplicação da mesma no sistema UWB. Para tal foram introduzidos conceitos importantes para o desenvolvimento do trabalho a fim de agregar um bom embasamento teórico sobre o assunto abordado. Os conceitos relativos ao projeto de antenas foram aplicados de maneira eficaz e se mostraram importantes ao longo da escrita do trabalho.

Com a aplicação da estrutura CSRR ao plano de terra da antena de microfita projetada, foi possível observar sua influência tanto na perda de retorno quanto nos diagramas de radiação da antena, além da densidade linear de corrente nos elementos condutores com o auxílio do *software* ANSYS HFSS®. A atuação capacitiva da estrutura CSRR ficou bastante clara nos gráficos apresentados bem como o resultado de sua aplicação para melhorar o valor da perda de retorno da antena. A variação de suas dimensões tornou possível o entendimento de como os anéis ressoadores atuam na perda de retorno da antena de microfita e como é possível obter a rejeição de faixas de frequência indesejados.

As simulações realizadas a fim de verificar a influência de multicamadas dielétricas na perda de retorno da antena se mostraram satisfatórias. Com a aplicação de diferentes materiais, com espessuras diferentes, de permissividade variada é possível alterar a permissividade efetiva e, como as dimensões utilizadas na antena não se alteram, há variações na perda de retorno da antena que podem ser desejáveis ou não. A principal alteração que ocorre na utilização de diferentes camadas dielétricas é o deslocamento da frequência de ressonância da antena que, em certas aplicações, pode ser desejado.

O processo de fabricação das antenas se mostrou importante por aplicar na prática os conceitos abordados nos capítulos iniciais, bem como ter a possibilidade de observar o comportamento real do dispositivo e relacioná-lo com as simulações realizadas. O padrão encontrado nas medições das antenas fabricadas se mostraram semelhantes aos resultados simulados, o que enfatiza a importância das simulações antes do processo de fabricação do dispositivo.

Com a carta de Smith foi possível validar o projeto efetuado através da obtenção da impedância de entrada das antenas, ou seja, praticamente toda a potência que foi fornecida às antenas foi irradiada nas frequências de ressonância obtidas através da medição. Portanto, a antena com substrato RT/duroid 5880, de acordo com seu gráfico de perda de retorno, tem a capacidade de atuar em diversos canais do sistema WLAN e na banda X. Já para a antena com substrato FR4, sua atuação se dá em diversos protocolos 802.11 da IEEE, na banda C e também na banda X, o que a torna bastante versátil em relação às suas possibilidades de faixas de operação.

7.2 RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Algumas recomendações se fazem necessárias para trabalhos futuros com base no projeto desenvolvido neste trabalho. As principais recomendações são:

- Construção dos dispositivos utilizando multicamadas para validar as simulações realizadas;
- Utilização de técnicas de otimização, como algoritmo genético, a serem aplicadas no banco de dados das simulações a fim de melhorar o desempenho do CSRR;
- Aplicação de técnicas de inteligência artificial, como redes neurais, para otimizar as dimensões físicas e, conseqüentemente, as propriedades de radiação das antenas;
- Realizar a variação da permissividade dos dielétricos nas simulações de multicamadas a fim de verificar o deslocamento de frequência promovido pela alteração da permissividade efetiva do dispositivo.

REFERÊNCIAS

- ANDERSON, D. L. **S-Parameter Theory and Applications**. Hewlett-Packard Journal. 1967.
- ARAÚJO G. L. R., SILVA, S. G. Efeito da Variação da Largura de Banda com a Inclinação do Plano de Terra em uma Antena de Microfita com Elementos Parasitas Fractais. **XXIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações – SBrT**. vol. 11. out. 2011.
- BALANIS, Constantine A. **Antenna Theory: Analysis and Design**. 3 ed. New Jersey: John Wiley & Sons. p. 1073. 2005.
- _____. **Modern Antenna Handbook**. United States of America: John Wiley & Sons. p. 1701. 2008.
- BOYLESTAD, R. L. **Introductory Circuit Analysis**. 12 ed. United States of America: Prentice-Hall. p. 1200. 2010.
- BRITO, D. B. et al. Ultra Wideband Monopole Antenna with Split Ring Resonator for Notching Frequencies. **2010 Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas Propagation**. vol 19. n. 1. p. 2-24. jan. 2010.
- CALOZ, Christophe, ITOH, Tatsuo. **Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications**. United States of America: John Wiley & Sons. p. 365. 2006.
- CARVER, K. R., MINK, J. W. Microstrip Antenna Technology. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**. vol. 29, n. 1. p. 2-24. jan. 1981.
- CHAN, K-C., HARTER, Alphonse. **Impedance matching and the Smith chart – The fundamentals**. RF antennas tx/rx. p. 52-66. jul. 2000.
- COURANT, R. **Variational methods for the solution of problems of equilibrium and vibrations**. Bulletin of the American Mathematical Society. vol. 43, 1943. p. 1-23.
- DAVIDSON, D. B. **Computational Electromagnetics for RF and Microwave Engineering**. United States of America: Cambridge University Press. p. 433. 2005.
- DESCHAMPS, G. A. Microstrip Patch Antennas. **Third USAF Symposium on Antennas**. out. 1953.

FERNANDES, H. C. C. **Método da Linha de Transmissão Transversa – LTT**. Relatório Técnico, out. 1986.

GHAVAMI, M. et al. **Ultra Wideband: Signals and Systems in Communication Engineering**. West Sussex: John Wiley & Sons. p. 278. 2004

GIBSON, W. C. **The Method of Moments in Electromagnetics**. United States of America: Chapman & Hall/CRC. p. 289. 2008.

HAMMERSTAD, E.O. Equations for Microstrip Circuit Design. **Fifth European Microwave Conference**. Hamburg:, p. 268-272. set. 1975.

HARRINGTON, R. F. **Field Computation by Moment Methods**. John Wiley & Sons. p. 245. 1993.

HUANG, Yi, BOYLE, Kevin. **Antennas: From Theory to Practice**. Singapore: John Wiley & Sons. p 379. 2008.

IEEE. **IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas**. p. 32 april,2013.

LO, Y. T. et al. “Theory and Experiment on Microstrip Antennas”, IEEE Transactions Antennas Propagation, vol. AP-27, No. 2, p. 137–145, mar. 1979.

LUNA, D. R. et al. Microstrip Patch Antennas with Metamaterial Inspired Substrates and Superstrates. **2013 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC)**. p. 1-4. ago. 2013.

PENDRY, D. R. et al. “Magnetism from Conductors and Enhanced Nonlinear Phenomena”, IEEE Transactions on RFID Virtual Journal, vol. 47, p. 2075-2084, nov. 1999.

_____. **Extremely low frequency plasmons in metallic mesostructure**. Physical Review Letters. vol. 76, nº 25, 1996. p. 4773-4776.

_____. **Low frequency plasmons in thin-wire structures**. Journal of Physics: Condensed Matter. vol. 10. 1998. p. 4785-4809.

POZAR, David M. **Microwave Engineering**. 4 ed. United States of America: John Wiley & Sons. p. 756. 2012.

POZAR, D. M., KAUFMAN, B. **Increasing the Bandwidth of a Microstrip Patch Antenna by Proximity Coupling**. Electronics Letters. vol. 23, nº 8, 1987. p. 368-369.

RAMESH, M., YIP, K. B. **Design Inset-Feed Microstrip Patch Antennas**. 2003. Disponível em: <<http://mwrfl.com/components/design-inset-fed-microstrip-patch-antennas>>. Acesso em 6 de jun. 2014.

RICHARDS, W. F. **Antenna Handbook: Theory, Applications and Design** (Y. T. Lo and S. W. Lee, eds.), Van Nostrand Reinhold Co.: Nova Iorque, 1988.

ROSS, G. F. Transmission and reception system for generating and receiving base-band duration pulse signals without distortion for short base-band pulse communication system. U.S. Patent 3,728,632, abril 1973.

SADIKU, M. N. O. **Elements of Electromagnetics**. 3 ed. England: Oxford University Press. p. 896. 2014.

SHELBY, R. A. et al. **Experimental verification of a negative index of refraction**. Science. vol. 292, 2001. p. 77-79.

SMITH, D. R. et al. **Composite Medium with Simultaneously Negative Permeability and Permittivity**. Physical Review Letters. vol 84, nº 18, 2000. p. 4184-4187.

UZUNOGLU, N. K. et al. Radiation Properties of Microstrip Dipoles. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**. vol 27, n. 6, p. 853-858. nov. 1979.

VESELAGO, V.G. **The Electrodynamics of Substances with Simultaneously Negative Values of ϵ and μ** . Soviet Physics Uspekhi. vol. 10, nº 4. 1968. Usp. Fiz. Nauk 92, p. 517-526.

YARMAN, B. S. **Design of Ultra Wideband Antenna Matching Networks**. Istanbul: Springer. p. 308. 2008.