

Um Estudo de Metamaterial em Antenas de Microfita

Marinaldo Pinheiro de Sousa Neto

Orientador: Prof. Dr. Humberto César Chaves Fernandes

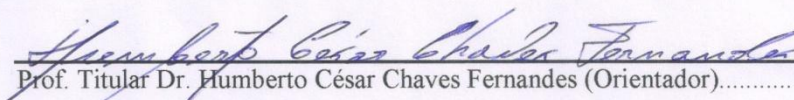
Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN (área de concentração: Engenharia Elétrica) como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Ciências.

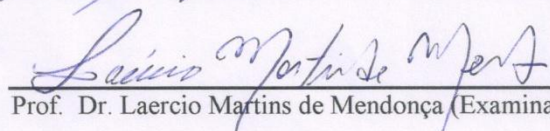
Natal – RN,
Abril de 2014

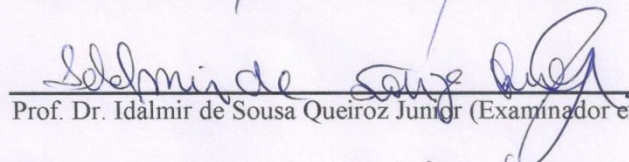
Um Estudo de Metamaterial em Antenas de Microfita

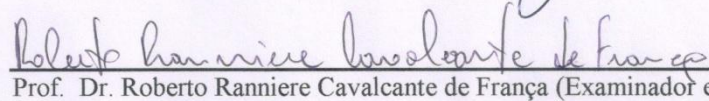
Marinaldo Pinheiro de Sousa Neto

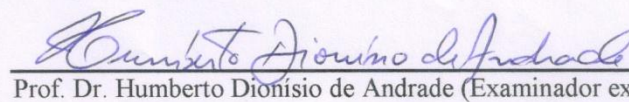
Tese de Doutorado aprovada em Abril de 2014 pela banca examinadora composta pelos seguintes membros:


Prof. Titular Dr. Humberto César Chaves Fernandes (Orientador)..... DEE/UFRN


Prof. Dr. Laercio Martins de Mendonça (Examinador interno).....DCO/UFRN


Prof. Dr. Idalmir de Sousa Queiroz Junior (Examinador externo).....DCAT/UFERSA


Prof. Dr. Roberto Ranniere Cavalcante de França (Examinador externo).....IFRN


Prof. Dr. Humberto Dionísio de Andrade (Examinador externo).....DCAT/UFERSA

UFRN / Biblioteca Central Zila Mamede.
Catalogação da Publicação na Fonte.

Sousa Neto, Marinaldo Pinheiro de

Um estudo de metamaterial em antenas de microfita. / Adriana
Marinaldo Pinheiro de Sousa Neto. – Natal, RN, 2014.

101 f.: il.

Orientador: Prof. Dr. Humberto César Chaves Fernandes.

Tese (Doutorado) – Universidade Federal do Rio Grande do Norte.
Centro de Tecnologia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia
Elétrica.

1. Metamaterial – Tese. 2. Split Ring Resonators – Tese. 3. Transverse
Transmission Line Method – Tese. I. 4. Microstrip Antennas – Tese.
Fernandes, Humberto César Chaves. II. Universidade Federal do Rio
Grande do Norte. III. Título.

RN/UF/BCZM

CDU 621.396.67

Ao meu avô, Antônio José de Aquino (in memoriam).

Agradecimentos

Agradeço a Deus, por ter me dado força e tranquilidade para a conclusão deste trabalho.

Aos meus pais, Maria José de Aquino Sousa e Ivanaldo Andrade de Sousa, a minha irmã, Gêssica Andrade, aos meus tios, Ronaldo e Nanci, a minha noiva Lilliane Medeiros, pela compreensão, confiança e companheirismo ao longo desses anos.

Ao grande amigo, o professor Dr. Humberto César Chaves Fernandes, pela orientação com disponibilidade e alegria para ajudar.

Aos colegas da graduação e da pós-graduação pelo companheirismo e amizade prestados durante esta etapa da minha vida, Leonardo Martins, Carlos Gomes, Anderson Max.

À UFRN por proporcionar a realização deste trabalho e por consequência a realização do meu doutorado.

Ao IFRN campus Mossoró, em especial aos professores do grupo de eletrotécnica, pela compreensão nesta etapa de minha vida.

Resumo

Os metamateriais tem atraído uma grande atenção nas últimas décadas, principalmente devido as suas propriedades eletromagnéticas não encontradas na natureza. Desde que os metamateriais passaram a ser sintetizados através da inserção de inclusões artificialmente fabricadas num meio hospedeiro especificado, isto propicia ao pesquisador uma larga coleção de parâmetros independentes, tais como as propriedades eletromagnéticas do material hospedeiro. Neste trabalho foi realizada uma investigação das propriedades únicas dos Ressonadores em Anel Partido (*Split Ring Ressonators - SRR*) e dos metamateriais compostos. Apresentou-se uma análise teórica e numérico-computacional, utilizando o formalismo de onda completa através da aplicação do método da Linha de Transmissão Transversa – LTT, para as características ressonantes de uma antena de microfita com *patch* retangular utilizando substrato metamaterial, assim como é demonstrado com sucesso à utilização prática dessas estruturas em antenas. Esta utilização prática é confirmada experimentalmente.

Palavras-chave: Metamaterial, *Split Ring Ressonators*, método de Linha de Transmissão Transversa, antena de microfita.

Abstract

Metamaterials have attracted a great attention in recent years mostly due to their electromagnetic properties not found in nature. Since metamaterials began to be synthesized by the insertion of artificially manufactured inclusions in a medium specified host, it provides the researcher a broad collection of independent parameters such as the electromagnetic properties of the material host. In this work was presents an investigation of the unique properties of Split Ring Resonators and compounds metamaterials was performed. We presents a theoretical and numerical analysis, using the full-wave formalism by applying the Transverse Transmission Line - LTT method for the radiation characteristics of a rectangular microstrip antenna using metamaterial substrate, as is successfully demonstrated the practical use of these structures in antennas. We experimentally confirmed that composite metamaterial can improved the performance of the structures considered in this thesis.

Keywords: Metamaterial, Split Ring Resonators, Transverse Transmission Line method, microstrip antennas.

Sumário

Lista de Figuras.....	iii
Lista de Tabelas	vi
Lista de Símbolos e Abreviaturas	vii
Capítulo 1 Introdução.....	1
1.1 Objetivos.....	1
1.2 Organização do Texto	2
Capítulo 2 Antenas de Microfita	3
2.1 – Antenas de Microfita	3
2.2 – Vantagens e Limitações das antenas de microfita	5
2.3 – Métodos de Alimentação	6
2.4 – Métodos de Análise	7
2.4.1 – Métodos Aproximados	7
2.4.1.1 – Modelo da linha de transmissão	7
2.4.1.2 – Modelo da Cavidade	8
2.4.2 – Métodos de Onda Completa.....	9
Capítulo 3 Substrato Metamaterial.....	10
3.1 - Introdução.....	10
3.2 – A nova classe de materiais: Metamateriais.....	11
3.3 – Propagação de ondas eletromagnéticas em um meio metamaterial	13
3.4 – Velocidade de grupo e de fase	16
3.5 – Projeto do meio Metamaterial.....	17
Capítulo 4 Aplicação do Método LTT.....	24
4.1 Desenvolvimento dos Campos Transversais	24
Capítulo 5 Campos Eletromagnéticos na Antena	31
5.1 Introdução	31
5.2 Antena de Microfita com Substrato Metamaterial	31
5.3 Determinação das Equações de Campos Eletromagnéticos	32
5.4 Expansão das Densidades de Corrente em Termos de Funções de Base	40
5.5 Conclusões.....	44
Capítulo 6 Análise dos Resultados.....	46
6.1 Resultados da Antena com Substrato Metamaterial	46
6.1.1 Introdução	46
6.1.2 Antena Retangular.....	48
6.1.3 CASO 1.....	48
6.1.4 CASO 2.....	49
6.1.5 Simulação usando o Ansoft HFSS® para antenas de microfita com substrato metamaterial.....	50

6.2	Antenas de Microfita com estruturas parasitas do tipo SRR	53
6.2.1	Monopolo antena de banda ultra larga com <i>Split Ring Resonator</i> como filtro.....	54
6.2.2	<i>Split Ring Resonator (SRR)</i>	55
6.2.3	<i>Simulações e Resultados experimentais</i>	57
6.3	Projeto de uma antena de Microfita com patch quadrado usando Spiral Loop Resonator com duas bandas de corte para aplicações em sistemas UWB.....	62
6.3.1	<i>Projeto da antena proposta</i>	62
6.3.2	<i>Parâmetros analisados</i>	63
6.3.3	<i>Resultados e Discussões</i>	66
Capítulo 7 Modelagem e Análise dos Resultados para Arranjos de Antenas		70
7.1	Arranjos Linear	71
7.1.1	Fase e Espaçamento Entre os Elementos em um Arranjo Linear	73
7.1.2	Arranjo de antenas linear de três elementos com substrato convencional (FR-4) e substrato metamaterial.....	75
7.2	Arranjos Planar	79
7.2.1	Fase e Espaçamento Entre os Elementos em um Arranjo Planar	81
7.2.1	Arranjo de antenas planar de nove elementos (3x3) com substrato convencional (FR-4) e substrato metamaterial.....	83
Capítulo 8 Conclusões		88
Lista de Trabalhos Publicados		90
Referências Bibliográficas		91

Lista de Figuras

Capítulo 2

Figura 2.1– Antena patch convencional.	4
Figura 2.2– Formas geométricas para o patch.	4
Figura 2. 3– Alimentação por linha de alta impedância. (a) uso de <i>inset</i> . (b) transformador de $\lambda/4$. <i>Reproduzido de</i> [25].	6
Figura 2. 4– Antena de microfita convencional com <i>patch</i> retangular, alimentada por cabo coaxial.	7

Capítulo 3

Figura 3.1 – Diagrama de permissividade (ϵ) e permeabilidade (μ) para os quatro tipos de meios. <i>Reproduzido de</i> [29].	11
Figura 3.2 – Ilustração da propagação em um meio com índice de refração positivo (RHM) e com índice de refração negativo (LHM). θ_1 é o ângulo de incidência e θ_2 é o ângulo de refração. <i>Reproduzido de</i> [30].	12
Figura 3.3 – Ilustração das direções do campo elétrico, do campo magnético, do vetor de Poynting e do vetor de onda (a) RHM e (b) LHM. <i>Reproduzido de</i> [25].	13
Figura 3.4 –(a) estrutura composta por fios milimétricos (<i>thin wire</i> – TW). (b) estrutura composta pelos ressoadores de anel partido (<i>split-ring resonator</i> – SRRs). <i>Reproduzido de</i> [28].	17
Figura 3.5 – Modelo de circuito equivalente do SRR, (a) SRR configuração dupla e (b) configuração simples. <i>Reproduzido de</i> [28]	20
Figura 3.6 – Primeiras estruturas LH de TW e SRRs. (a) Estrutura LH unidimensional. (b) Estrutura LH bidimensional. <i>Reproduzido de</i> [28].	20
Figura 3.7 – Resultados teóricos computacionais para uma estrutura TW-SRR, (a) permeabilidade, (b) permissividade. [26]	21

Capítulo 5

Figura 5.1 – Antena de microfita com substrato metamaterial.	32
--	----

Capítulo 6

Figura 6.1 – Frequência de Ressonância em função do comprimento do <i>patch</i> . O ponto vermelho representa o resultado apresentado em [35].	48
Figura 6.2 – Frequência de Ressonância em função do comprimento do patch para $\epsilon_r = 9.8$.	49
Figura 6.3 – Frequência de Ressonância em função do comprimento do <i>patch</i> .	50
Figura 6.4 Antena de microfita com substrato metamaterial.	51
Figura 6.5. Geometria do SRR.	51

Figura 6.6. Comparativo da Perda de Retorno entre antena com substrato FR-4 e substrato metamaterial.	52
Figura 6.7. Monopolo antena de microfita com patch circular, a região cinza representa o material condutor.	54
Figura 6.8. Perda de retorno para a monopolo antena de microfita com patch circular. A largura de banda em que o S11 está abaixo de -10 dB vai de aproximadamente 3,6 a 9,9 GHz.	55
Figura 6.9. Forma de arranjo geométricos. <i>Reproduzido de [25]</i>	56
Figura 6.10. S11 para uma célula básica de SRR.	56
Figura 6.11. Antena UWB com SRR.	57
Figura 6.12. Resultados simulados da perda de retorno da antena UWB proposta com e sem o SRR.	58
Figura 6.13. Foto da antena proposta.	58
Figura 6.14. Foto da prototipadora LPKF S42.	59
Figura 6.15. Comparação da perda de retorno simulado e medido da antena proposta.	59
Figura 6.16. Comparação da perda de retorno simulado e medido da antena proposta.	60
Figura 6.17. Resultados simulados dos diagramas de radiação em 2D e 3D do plano E (vermelho) e plano H (azul) para: (a) 5 GHz, (b) 5,8 GHz, (c) 7,8 GHz.	61
Figura 6.18. Geometria da antena UWB com banda de corte dupla proposta.	63
Figura 6.19. Resultado da perda de retorno da antena proposta com e sem MTSLR (os parâmetros da antena são: $R = 13,5$ mm, $l = 12,0$ mm, $l_f = w_f = 3,0$ mm, $l_x = 12,0$ mm, $l_y = 11,0$ mm, e $G = 0,1$ mm).	64
Figura 6.20. Resultado da perda de retorno da antena proposta para diferentes valores do raio R da abertura circular.	64
Figura 6.21. Resultado da perda de retorno da antena proposta para diferentes valores da largura w_f da linha de alimentação de microfita, com $l_f = 3,0$ mm e $R = 13,5$ mm.	65
Figura 6.22. Fotografia da antena proposta.	66
Figura 6.23. Analisador de rede vetorial, Rohde & Schwarz modelo ZVB14.	66
Figura 6.24. Comparação entre os resultados simulados e medidos da antena UWB proposta.	67
Figura 6.25. Valor medido da impedância de entrada na carta de Smith.	68
Figura 6.26. Diagramas de radiação em 2D e 3D do plano E e plano H para a antena proposta, (a) 4,4 GHz. (b) 6,8 GHz.	69

Capítulo 7

Figura 7.1. Geometria de um arranjo linear de N elementos.	71
Figura 7.2. Arranjo de fase em uma antena.	74
Figura 7.3. Arranjo Linear de uma antena de microfita com 3 elementos. (a) com substrato FR-4. (b) com substrato metamaterial.	76
Figura 7.4. Comparativo da Perda de Retorno entre o arranjo linear com substrato FR-4 e substrato metamaterial.	77
Figura 7.5. Diagrama de radiação 2D para um arranjo linear com substrato FR-4.	77
Figura 7.6. Diagrama de radiação 3D para um arranjo linear com substrato FR-4.	78
Figura 7.5. Diagrama de radiação 2D para um arranjo linear com substrato metamaterial.	78
Figura 7.8. Diagrama de radiação 3D para um arranjo linear com substrato metamaterial.	79
Figura 7.9. Geometria de um arranjo planar de $N \times M$ elementos.	80

Figura 7.10. Arranjo planar de uma antena de microfita com 9 elementos (3x3). (a) com substrato FR-4. (b) com substrato metamaterial.	84
Figura 7.11. Comparativo da Perda de Retorno entre o arranjo planar com substrato FR-4 e substrato metamaterial.	85
Figura 7.12. Diagrama de radiação 2D para um arranjo planar com 9 elementos com substrato FR-4.	86
Figura 7.13. Diagrama de radiação 3D para um arranjo planar com 9 elementos com substrato FR-4.	86
Figura 7.14. Diagrama de radiação 2D para um arranjo planar com 9 elementos com substrato metamaterial.	87
Figura 7.15. Diagrama de radiação 3D para um arranjo planar com 9 elementos com substrato metamaterial.	87

Lista de Tabelas

Capítulo 6

Tabela 6.1 Dimensões entre a antena convencional e metamaterial.....	51
--	----

Lista de Símbolos e Abreviaturas

η	Impedância Intrínseca do Espaço Livre
λ_g	Comprimento de onda guiada
L	Comprimento do <i>patch</i>
γ	Constante de Propagação na Direção y
W	Largura do <i>patch</i>
ω	Frequência Angular Complexa
μ	Permeabilidade Magnética
ε	Permissividade Elétrica
κ	Número de Onda
k_i	Número de Onda da Enésima Região Dielétrica
j	Número Imaginário Unitário, $j = \sqrt{-1}$
μ_{eff}	Permeabilidade Magnética efetiva
μ_{xx}	Permeabilidade Magnética Relativa na Direção x
μ_{yy}	Permeabilidade Magnética Relativa na Direção y
μ_{zz}	Permeabilidade Magnética Relativa na Direção z
μ_0	Permeabilidade Magnética no Espaço Livre
ε_{eff}	Permissividade Elétrica efetiva
ε_{xx}	Permissividade Elétrica Relativa na Direção x
ε_{yy}	Permissividade Elétrica Relativa na Direção y
ε_{zz}	Permissividade Elétrica Relativa na Direção z
ε_0	Permissividade Elétrica no Espaço Livre
$[\varepsilon]$	Tensor Permissividade Elétrica
$[\mu]$	Tensor Permeabilidade Magnética
α_n	Variável Espectral na Direção x

β_k	Variável Espectral na Direção z
$\hat{x}$	Versor na Direção x
$\hat{y}$	Versor na Direção y
$\hat{z}$	Versor na Direção z
$\tilde{E}$	Vetor Campo Elétrico
$\tilde{H}$	Vetor Campo Magnético
n	Índice de refração
Γ	Constante de Propagação
SRR	<i>Split Ring Resonator</i>
MTSLR	Metallic-type Spirial Loop Resonator
TW	<i>Thin Wire</i>
LHM	<i>Left-Handed Materials</i>
LTT	Método da Linha de Transmissão Transversa
RHM	<i>Right-Handed Materials</i>
UWB	<i>Ultra-Wideband</i>
MMIC	Circuito Integrados De Micro-Ondas Monolíticos

Capítulo 1

Introdução

Desde o primeiro trabalho teórico do Físico Russo Victor G. Veselago publicado em 1968 a respeito dos materiais denominados de *Left Handed Metamaterials* (LHM) ou simplesmente Metamateriais[1], pesquisadores ao redor do mundo vem realizando estudos a respeito do uso desses metamateriais em antenas planares, como as antenas de microfita, para diversas aplicações nas áreas de Telecomunicações, Medicina, Defesa, etc. Nesse contexto enfatizam-se os métodos de fabricação e várias geometrias às inclusões como condições de contorno indispensáveis na obtenção do sucesso da tarefa proposta [2].

Além disso, a literatura atual lança o *thin wire* e o *Split Ring Resonator* (SRR) usado originalmente pelo Dr. David Smith e Shelby [3],[4]; preconizado pelo Dr. John Pendry [5].

1.1 Objetivos

O principal objetivo desta tese é realizar um estudo de metamateriais em antenas de microfita.

Em um primeiro momento foi realizado um estudo a respeito do uso do metamaterial como substrato em antenas de microfita, para isto foi desenvolvido um formalismo matemático utilizando o Método da Linha de Transmissão Transversa - LTT [6-7] em conjunto com o método de Galerkin, caso particular do método dos Momentos [8], que são métodos de análise rigorosa no domínio espectral.

Já em uma segunda etapa foram desenvolvidas novas estruturas (antenas monopolo de banda ultra larga (UWB *Ultra-Wideband*) usando SRR) cujas unidades pudessem ser fabricadas em laboratório, para sistemas de comunicação que podem fornecer uma melhor funcionalidade e desempenho.

1.2 Organização do Texto

A Tese está organizada em sete capítulos. No capítulo 2, são apresentados os conceitos fundamentais sobre as antenas planares de microfita. A estrutura-padrão e as características principais dessas antenas são discutidas, assim como os métodos de alimentação e análise mais usados por essas antenas.

No capítulo 3, descrevem-se os metamateriais apresentando um estudo geral do índice de refração, permeabilidade e permissividade. São definidos os principais tipos de metamateriais, descrevendo-se suas estruturas, equacionamentos e curvas características.

O Capítulo 4 trata dos campos eletromagnéticos das estruturas de microfita utilizando o método LTT. Onde a partir das equações de Maxwell serão determinadas as expressões gerais das componentes dos mesmos em uma região qualquer, dessa forma, obtêm um conjunto de equações nas quais as componentes dos campos nas direções x e z são determinadas em função das componentes na direção y , considerando uma propagação “virtual” nesta direção. O método será empregado no desenvolvimento de todas as equações dos campos eletromagnéticos das estruturas de antenas de microfita com substrato metamaterial através em conjunto com a teoria de substrato bianisotrópico. Essas equações constituem-se na alma do trabalho, pois é o ponto de partida para todo o desenvolvimento analítico.

No capítulo 5 a teoria desenvolvida nos capítulos anteriores é aplicada a uma antena de microfita retangular com substrato metamaterial com o objetivo de obter-se a frequência de ressonância complexa e os campos eletromagnéticos tangenciais à fita condutora..

O capítulo 6 apresenta os resultados numéricos para a antena de microfita com substrato metamaterial. Ainda no capítulo 6 descreve o uso do SRR e do SRL em antenas de microfita para aplicações em sistemas de comunicação UWB.

No Capítulo 7, é apresentada a teoria sobre arranjo de fase em antenas nas configurações lineares e planares de seus elementos e apresenta os resultados numéricos para ambos arranjos com substrato metamaterial.

No Capítulo 8, é apresentada as conclusões e as perspectivas para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Antenas de Microfita

Este capítulo apresenta a teoria básica a respeito das antenas de microfita. A estrutura convencional dessas antenas é descrita, assim como as diversas geometrias utilizadas, suas vantagens e desvantagens, bem como os principais tipos de alimentação existentes e os métodos de análise utilizados.

2.1 – Antenas de Microfita

Devido ao avanço das tecnologias, aliada à construção cada vez mais sofisticada de circuitos integrados de micro-ondas, existe atualmente uma exigência muito maior para o desenvolvimento de antenas planares, como as antenas de microfita. As antenas de microfita foram inicialmente propostas por Deschamps, em 1953 [9]. No entanto, pesquisas sobre as características das antenas planares ganharam força a partir da década de 70 com os trabalhos de Byron [10], Howell [11] e Munson [12]. Em 1977, Lo *et al* [13] publicou a primeira análise matemática de uma ampla variedade de *patches* de microfita. A partir da década de 90, as pesquisas foram se intensificando com aplicações práticas. O trabalho de Singh propôs uma antena, em forma de H, para aplicações em circuito integrados de micro-ondas monolíticos (MMIC) [14].

Diversos tipos e estruturas de antenas podem ser utilizados de acordo com a aplicabilidade. Porém, com o avanço das telecomunicações, incluindo a comunicação sem fio, as antenas planares de microfita com dimensões reduzidas se mostram promissoras, uma vez que, proporcionam um excelente desempenho em uma estrutura leve. Recentemente o uso dessas antenas esta associado à tecnologia UWB, uma vez que, proporciona maiores larguras de banda e altas taxas de dados com menos interferência de multipercurso [15-17].

A antena de microfita na sua forma mais simples é composta de um elemento metálico radiador (*patch*), impresso sobre uma camada metálica em uma de suas faces e

um plano metálico (plano de terra) na outra face, separado por um material dielétrico (substrato), como mostrado na Figura 2.1.

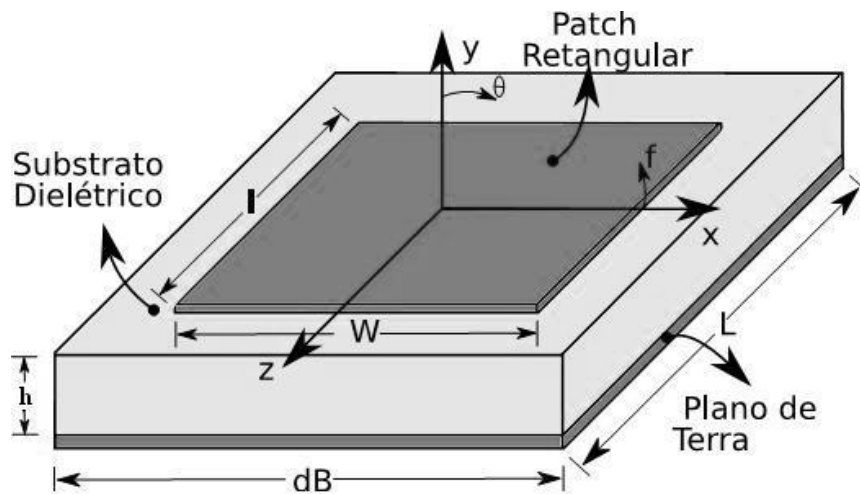


Figura 2.1– Antena patch convencional.

O *patch* pode ter várias geometrias tais como: retangular, quadrada, triangular, elíptica, circular, anel circular, fractal de Sierpinski, fractal de Koch ou qualquer outra configuração de acordo com a característica desejada como mostrado na Figura 2.2.

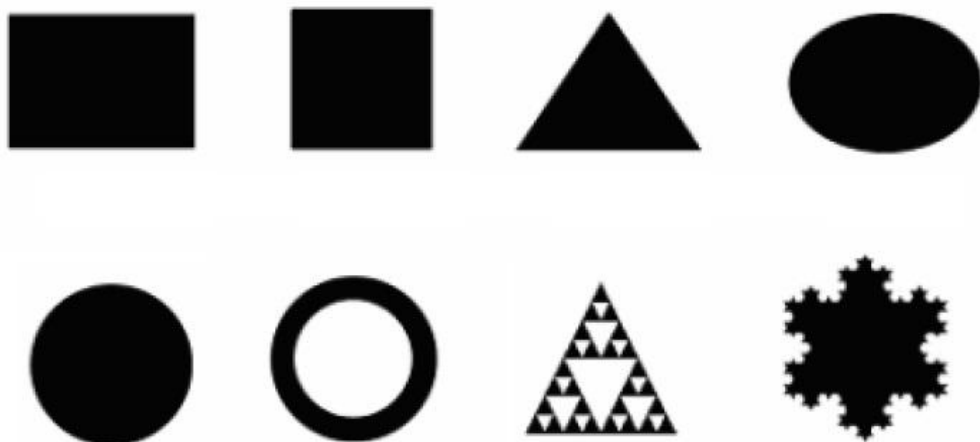


Figura 2.2– Formas geométricas para o patch.

A forma do *patch* influencia na distribuição de corrente e por conseqüência na distribuição do campo na superfície da antena.

A radiação da antena de microfita pode ser determinada através da distribuição de campo entre o *patch* metálico e o plano de terra. Da mesma forma, a radiação pode ser descrita em termos de distribuição de corrente de superfície sobre o elemento metálico.

2.2 – Vantagens e Limitações das antenas de microfita

As antenas de microfita apresentam algumas vantagens quando comparadas com as antenas convencionais usadas para micro-ondas [18-21], tais como:

- Baixo peso e configuração fina;
- Polarizações lineares e circulares são possíveis com alimentação simples;
- Antenas com polarização dual e frequência são facilmente realizáveis;
- Podem ser facilmente embarcadas com circuitos integrados de micro-ondas;
- Linhas de alimentação e redes de casamento de impedância podem ser fabricadas simultaneamente com a estrutura da antena.

Entretanto, as antenas de microfita têm algumas limitações quando comparadas com as antenas de micro-ondas convencionais:

- Largura de banda limitada;
- Baixo ganho ($\cong 6\text{dB}$);
- Excitação de onda de superfície;
- A utilização de substratos com alta constante dielétrica é preferível, pois facilitam a integração com MMIC's, entretanto substratos com constantes dielétricas altas possuem largura de banda estreita e baixa eficiência de radiação.

Existem muitas formas de diminuir o efeito destas limitações, como por exemplo, a redução da excitação de ondas de superfície através da utilização de novos substratos, como exemplo metamaterial. Um aumento na largura de banda pode ser obtido com antenas com estruturas *patches* circulares ou elípticas ou com multicamadas dielétricas.

A excitação das ondas de superfície nas antenas de microfita ocorre quando, dentre alguns fatores, a constante dielétrica é maior que um [22]. Estas ondas incidem no plano de terra, a um ângulo θ , sendo refletidas por este plano, encontram então a interface dielétrico-ar que, por sua vez, também consegue refletir ondas. Seguindo este percurso, a onda finalmente alcança o contorno da estrutura de microfita onde é refletida de volta ao substrato e difratada pela borda dando ascensão à radiação final [22]. Se existir qualquer outra antena nas proximidades da borda desta, as ondas de superfície serão acopladas a esta outra antena.

2.3 – Métodos de Alimentação

A alimentação do *patch* pode ocorrer de várias maneiras, destacando-se a alimentação por meio de cabo coaxial, linhas de microfita, acoplamento por proximidade e acoplamento por abertura, dentre outras [23].

A alimentação por linha de microfita consiste em uma fita condutora metálica, normalmente com uma largura menor que a do *patch*. A alimentação por linha de microfita é de fácil fabricação, de simples casamento de impedância, bastando para isso o uso de *inset* [23] ou do transformador de $\lambda/4$ [24]. Entretanto, à medida que a espessura do substrato aumenta, ondas de superfície e um aumento da radiação espúria se fazem presente, o que reduz a eficiência da antena e limita a largura de banda. A Figura 2.3 mostra esse modelo de alimentação.

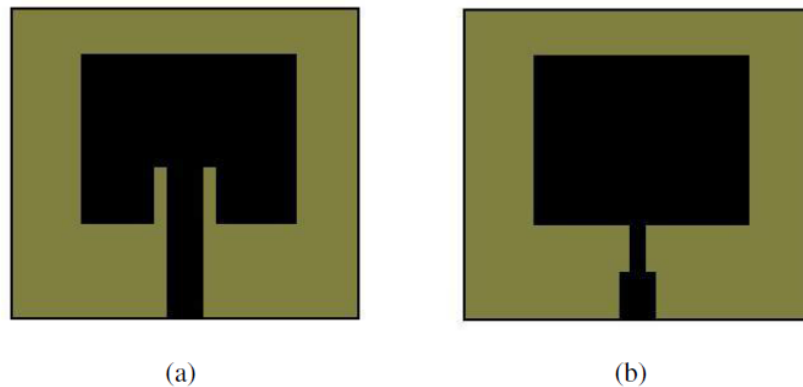


Figura 2. 3– Alimentação por linha de alta impedância. (a) uso de *inset*. (b) transformador de $\lambda/4$.
Reproduzido de [25].

Outra técnica de alimentação bastante utilizada é a por cabo coaxial também chamada ponta de prova coaxial, como mostrado na Figura 2.4, na qual, o condutor do cabo está conectado diretamente ao *patch*, enquanto que o conector externo é conectado ao plano de terra. A alimentação por ponta de prova coaxial é também de fácil fabricação e casamento de impedância. A principal vantagem dessa alimentação é que ela pode ser colocada em uma posição desejada dentro do patch para casar com a impedância de entrada. Por outro lado tem largura de banda estreita, sendo dessa forma mais difícil de analisar, especialmente para substratos finos. Para substratos mais espessos, pontas de provas mais largas são necessárias. Isso constitui um problema, pois gera um aumento na radiação espúria e na potência das ondas de superfície [25].

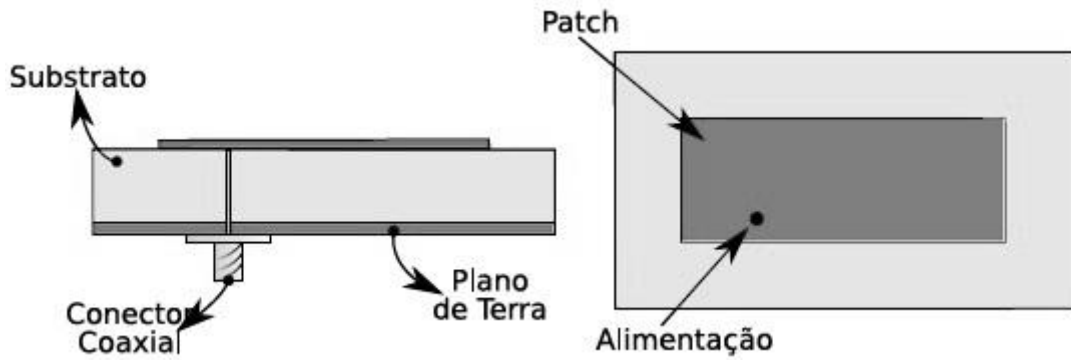


Figura 2. 4– Antena de microfita convencional com *patch* retangular, alimentada por cabo coaxial.

2.4 – Métodos de Análise

Os principais métodos de análise de antenas de microfita são o da linha de transmissão, o modelo da cavidade, ambos aproximados, e os de onda completa dentre os quais se incluem o Método da Linha de Transmissão Equivalente (LTE) ou Método da Imitância, o Método dos Potenciais Vetoriais de Hertz e o Método da Linha de Transmissão Transversa - LTT, o qual será usado neste trabalho. Esses se baseiam em equações diferenciais integrais e utilizam-se do método dos momentos e de funções de base para determinar as soluções.

2.4.1 – Métodos Aproximados

2.4.1.1 – Modelo da linha de transmissão

O modelo da linha de transmissão é um dos métodos mais simples, embora produza resultados satisfatórios, sendo adequado para análise de antenas de microfita com *patch* retangular ou quadrado. Para outras geometrias do *patch*, torna-se inviável a análise através deste modelo. Nessa análise, o elemento radiante pode ser modelado por duas aberturas paralelas, representando dipolos magnéticos.

No modelo da linha de transmissão às dimensões iniciais (L , W) de uma antena de microfita *patch* retangular convencional (Figura 2.1), podem ser calculadas através das expressões analíticas, Equações (2.1) a (2.6).

$$W = \frac{1}{2 f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.1)$$

$$\varepsilon_{ref} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2} \quad (2.2)$$

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\varepsilon_{ref} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\varepsilon_{ref} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (2.3)$$

$$L = \frac{1}{2 f_r \sqrt{\varepsilon_{ref}} \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} - 2 \Delta L \quad (2.4)$$

$$L_{ef} = L + 2 \Delta L \quad (2.5)$$

$$(f_r)_{010} = \frac{v_0}{2 L \sqrt{\varepsilon_r}} \quad (2.6)$$

Em que, W é a largura do patch, L é o comprimento do patch, v_0 é a velocidade da luz no espaço livre, ε_r é a permissividade elétrica do material, f_r é a frequência de ressonância, h é a espessura do substrato dielétrico, ε_{ref} é a permissividade elétrica efetiva e L_{ef} é o comprimento efetivo da antena.

2.4.1.2 – Modelo da Cavidade

O Modelo da Cavidade, a princípio, pode se empregado para o estudo de antenas com *patches* de qualquer geometria. O modelo da cavidade basicamente trata a antena como sendo uma cavidade com paredes ressonantes, onde na base e no topo há paredes elétricas e nas laterais paredes magnéticas. Os campos na antena são considerados como os campos na cavidade, desta forma, sendo expandidos em termos de modos ressonantes na cavidade, onde cada modo tem a sua frequência de ressonância dada pela equação (2.7) [23].

$$f_{rmp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \quad (2.7)$$

Onde os índices m, n, p representam os modos de propagação.

Embora esse modelo seja relativamente simples de implementar e aplicar a diversos formatos de antenas, há algumas limitações em seu uso, principalmente devido às aproximações iniciais. Dessa forma, esse modelo não oferece um resultado

satisfatório para antenas com substratos mais espessos, com *patches* empilhados e arranjos de antenas.

2.4.2 – Métodos de Onda Completa

A análise de estrutura planar a partir de modelos aproximados (descritos acima), oferece rapidez nas formulações, no entanto, incluem uma parcela de erro devido às simplificações feitas, sobretudo quando se trata de aplicações em altas frequências e substratos anisotrópicos. Assim, a análise a partir de um método rigoroso é imprescindível para a precisão dos resultados. É sabido que o modo de propagação da microfita é modificado devido à interface dielétrico-ar, tornando-se um modo híbrido não -TEM. Logo, o método de análise deve considerar a natureza híbrida dos modos de propagação, por esse motivo tais métodos são chamados de análise dinâmica ou de onda completa. Os mais relatados na literatura são: o Método da Linha de Transmissão Equivalente - LTE ou Método da Imitância, o Método dos Potenciais Vetoriais de Hertz e o Método da Linha de Transmissão Transversa - LTT. Esse será utilizado ao longo deste trabalho, com uma nova formulação para substratos metamateriais. Por esse motivo é desnecessário apresentá-lo neste momento, pois é detalhado com todo o formalismo matemático no capítulo 4.

Capítulo 3

Substrato Metamaterial

3.1 - Introdução

As propriedades elétricas e magnéticas dos materiais podem ser determinadas por dois parâmetros constitutivos denominados permissividade elétrica (ϵ) e permeabilidade magnética (μ). Em conjunto, a permeabilidade e a permissividade determinam a resposta do material quando uma onda eletromagnética se propaga através do mesmo. Geralmente, ϵ e μ são ambos positivos em meios convencionais. Enquanto ϵ pode ser negativo em alguns materiais (por exemplo, ϵ pode apresentar valores negativos abaixo da frequência de plasma dos metais), nenhum material natural com μ negativo é conhecido. Porém, certos materiais, chamados de materiais LHM (*Left-Handed Materials*), possuem permissividade efetiva (ϵ_{eff}) e permeabilidade efetiva (μ_{eff}) apresentando, simultaneamente, valores negativos [26]. Em tais materiais, o índice de refração (n) é negativo, fator este que resulta na inversão de fenômenos eletromagnéticos conhecidos, os quais foram investigados, teoricamente, pelo físico russo Veselago [1]. Na época da publicação do estudo, o próprio Veselago ressaltou que tais materiais não estavam disponíveis na natureza, o que fez com que suas observações ficassem apenas no território das curiosidades.

Esses novos materiais são denominados de metamateriais, onde o prefixo *meta* é uma alusão à natureza excêntrica de seus parâmetros eletromagnéticos. Entretanto, existem outras denominações para estes meios, na literatura, de acordo com as propriedades do material, tais como materiais *left-handed* (LHM), materiais de índice de refração negativo (NRI), materiais de índices negativos (NIM), materiais duplo-negativos (DNG), dentre outros.

Os metamateriais surgiram como a mais promissora tecnologia, capaz de atender às exigências excepcionais dos sistemas atuais e futuros de comunicações. Baseados em uma atraente e revolucionária classe de materiais que possuem novas e poderosas

propriedades de propagação eletromagnética, eles foram considerados pela revista *Science* como sendo um dos maiores avanços da ciência no ano de 2006 [27].

3.2 – A nova classe de materiais: Metamateriais

As características desses meios artificiais vão além de sua funcionalidade, já que é permitida a combinação de sinais entre os parâmetros de permissividade e permeabilidade. Esses parâmetros são relacionados ao índice de refração n dado por [28]:

$$n = \pm \sqrt{\mu_r \epsilon_r} \quad (3.1)$$

Em que μ_r e ϵ_r são a permeabilidade e permissividade relativas respectivamente relacionadas à permeabilidade e permissividade no espaço livre dadas por $\mu_0 = \mu/\mu_r = 4\pi \cdot 10^{-7}$ e $\epsilon_0 = \epsilon/\epsilon_r = 8.854 \cdot 10^{-12}$, respectivamente. Na equação 3.1 o sinal $\pm$ para um duplo valor da função raiz quadrada é admitido a priori para casos gerais. As quatro possibilidades de combinações de sinais para ϵ e μ são $(+,+)$, $(+,-)$, $(-,+)$ e $(-,-)$,

A Figura 3.1 ilustra uma representação gráfica de quatro diferentes possibilidades de materiais para aplicações eletromagnéticas, baseados em suas permissividades e permeabilidades. São também ilustradas a refração e a reflexão considerando uma interface entre o ar e cada meios em questão. Há quatro regiões no diagrama.

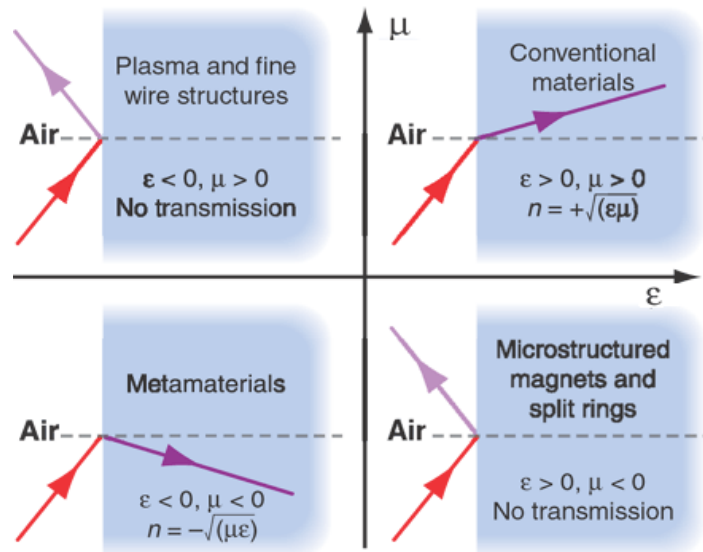


Figura 3.1 – Diagrama de permissividade (ϵ) e permeabilidade (μ) para os quatro tipos de meios. Reproduzido de [29].

Veselago determinou que se ε ou μ fossem negativos, ou seja, tivessem sinais opostos, o material não suportaria a propagação de ondas eletromagnéticas [1]. Este fenômeno veio a ser conhecido como “*band gap* eletromagnético (EBG)”. Ainda temos a região onde ε e μ são positivos, que é o caso dos materiais convencionais (RHM – *Right-Handed Materials*) onde a refração ocorre positivamente; e a região onde ε e μ são negativos, simultaneamente, onde se encontram os metamateriais (LHM – *Left-Handed Materials*), nos quais a refração ocorre negativamente.

A presença de índice de refração negativo nos meios LH implica em uma velocidade de grupo antiparalela à velocidade de fase, causando interessantes efeitos, como por exemplo, uma inversão da direção do efeito Doppler ou uma inversão do raio refratado na Lei de Snell comparado aos meios convencionais (índice de refração negativo). Como Veselago apontou, estas reversões da onda eletromagnética contêm implicações para muitos fenômenos. Muitos dos efeitos do índice de refração negativo têm sido examinados pelos pesquisadores, do ponto de vista experimental ou computacional.

O índice de refração determina como o feixe é defletido na interface de separação entre dois meios distintos. Se o índice é positivo, o feixe é defletido no lado oposto da normal à superfície em relação ao feixe incidente. Enquanto se o índice é negativo ele é defletido no mesmo lado da normal à superfície. Considerando um prisma de RHM e LHM, Figura 3.2, é possível observar o fenômeno da refração nos dois meios. Para o prisma RHM, o raio refratado produz um ângulo positivo com a normal, no prisma de LHM, o raio refratado produz um ângulo negativo com a normal. Além disso, a velocidade de grupo, que caracteriza o fluxo de energia, e a velocidade de fase, que caracteriza o movimento das frentes de onda, aponta em direções opostas, como mostra a Figura 3.3.

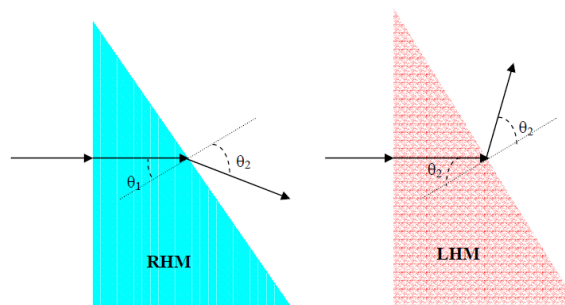


Figura 3.2 – Ilustração da propagação em um meio com índice de refração positivo (RHM) e com índice de refração negativo (LHM). θ_1 é o ângulo de incidência e θ_2 é o ângulo de refração. Reproduzido de [30].

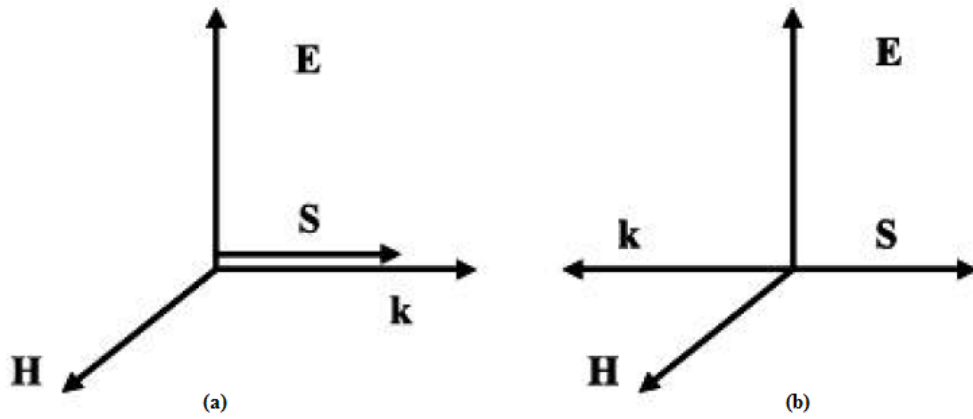


Figura 3.3 – Ilustração das direções do campo elétrico, do campo magnético, do vetor de Poynting e do vetor de onda (a) RHM e (b) LHM. Reproduzido de [25].

Vale ressaltar que estes materiais artificiais, com índice de refração negativo, possuem os valores de ϵ e μ dependentes da frequência, ou seja, são meios dispersivos, sendo simultaneamente negativos dentro de uma estreita faixa de frequência [28].

Os metamateriais também podem ser projetados de modo que possam apresentar os mesmos parâmetros eletromagnéticos dos materiais pertencentes aos outros três quadrantes. Daí, muitos trabalhos têm sido desenvolvidos e validados experimentalmente [3-4], [31].

3.3 – Propagação de ondas eletromagnéticas em um meio metamaterial

Partindo das equações de Maxwell e sintetizando para a equação de onda:

$$\left(\nabla^2 - \frac{n^2}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right) \Psi = 0 \quad (3.2)$$

Onde “ n ” é o índice de refração, “ c ” é a velocidade da luz no vácuo, e $n^2/c^2 = \mu\epsilon$. Como o índice de refração está elevado ao quadrado, ele é insensível a mudanças de sinal na permeabilidade e na permissividade. As equações da onda plana com dependência do tempo são:

$$\vec{E} = \vec{E}_0 e^{-j\vec{k} \cdot \vec{r} + j\omega t} \quad (3.3)$$

$$\vec{H} = \vec{H}_0 e^{-j\vec{k} \cdot \vec{r} + j\omega t} \quad (3.4)$$

Onde $\vec{E}_0$ e $\vec{H}_0$ são vetores em direções arbitrárias, $\vec{k}$ é o vetor da constante de propagação cuja magnitude é k (número de onda) e cuja direção é a direção da propagação de onda e $\vec{r}$ é a posição de observação do vetor.

$$\vec{r} = x\hat{x} + y\hat{y} + z\hat{z} \quad (3.5)$$

As componentes de $\vec{E}$ são

$$E_x = Ae^{-j\vec{k}\cdot\vec{r}}e^{j\omega t} \quad (3.6)$$

$$E_y = Be^{-j\vec{k}\cdot\vec{r}}e^{j\omega t} \quad (3.7)$$

$$E_z = Ce^{-j\vec{k}\cdot\vec{r}}e^{j\omega t} \quad (3.8)$$

onde A, B e C são constantes arbitrárias. Sabendo que o rotacional do campo elétrico é dado por

$$\nabla \times \vec{E} = \begin{vmatrix} \hat{x} & \hat{y} & \hat{z} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ E_x & E_y & E_z \end{vmatrix} = \left(\frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} \right) \hat{x} + \left(\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} \right) \hat{y} + \left(\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} \right) \hat{z} \quad (3.9)$$

aplicando, o conjunto de equações (3.6)-(3.8) em (3.9)

$$\nabla \times \vec{E} = -j \left[(k_y E_z - k_z E_y) \hat{x} + (k_z E_x - k_x E_z) \hat{y} + (k_x E_y - k_y E_x) \hat{z} \right] \quad (3.10)$$

Por outro lado

$$\vec{k} \times \vec{E} = \begin{vmatrix} \hat{x} & \hat{y} & \hat{z} \\ k_x & k_y & k_z \\ E_x & E_y & E_z \end{vmatrix} = (k_y E_z - k_z E_y) \hat{x} + (k_z E_x - k_x E_z) \hat{y} + (k_x E_y - k_y E_x) \hat{z} \quad (3.11)$$

Comparando (3.10) e (3.11) é fácil, então, perceber que

$$\vec{k} \times \vec{E} = -j \nabla \times \vec{E} \quad (3.12)$$

Sabe-se que a primeira equação de Maxwell é dada por:

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (3.13)$$

Substituindo (3.13) em (3.12), a equação de Maxwell para $\vec{E}$ se reduz à forma

$$\vec{k} \times \vec{E} = \omega\mu\vec{H} \quad (3.14)$$

Processo semelhante pode ser usado para a segunda equação de Maxwell que é dada por:

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\varepsilon\vec{E} \quad (3.15)$$

Obtendo assim,

$$\vec{k} \times \vec{H} = -\omega\varepsilon\vec{E} \quad (3.16)$$

Portanto, para valores positivos de μ e ε , $\vec{E}$, $\vec{H}$ e $\vec{k}$ forma um sistema de vetores ortogonais RH, ou seja dada pela regra da mão direita. Entretanto, se $\mu < 0$ e $\varepsilon < 0$, as equações (3.12) e (3.14) podem ser reescritas como

$$\vec{k} \times \vec{E} = \omega|\mu|\vec{H} \quad (3.17)$$

$$\vec{k} \times \vec{H} = -\omega|\varepsilon|\vec{E} \quad (3.18)$$

Neste caso pode ser visto que agora esses vetores compõem uma tríade dada pela regra da mão esquerda (*left-handed*), como mostra a Figura 3.3, daí o nome de meios LH. A principal implicação física da análise acima é a propagação de ondas *backward*, o que equivale à inversão no sentido das ondas. Na verdade, a direção do fluxo de energia médio no tempo, determinada pela parte real do vetor de *Poyting*,

$$\vec{S} = \frac{1}{2} \vec{E} \times \vec{H}^* \quad (3.19)$$

não é afetada pela mudança simultânea de sinal de μ e ε . Logo, $\vec{E}$, $\vec{H}$ e $\vec{S}$ ainda compõem uma tríade RH em um meio LH. Assim, em tais meios, energia e frente de onda viajam em direções opostas (propagação *backward*). No entanto, a propagação de

ondas *backward* em um meio isotrópico homogêneo parece ser uma propriedade única dos meios LH.

3.4 – Velocidade de grupo e de fase

Essas velocidades denotam aspectos distintos da onda propagante e a diferença entre elas é fundamental na compreensão dos metamateriais [25]. A velocidade de fase é a taxa com a qual a fase de uma onda se propaga no espaço. Ela é comum às fases de todas as componentes (harmônicas) dessa onda e na análise de sinais é comumente dada por:

$$v_p = \frac{\lambda}{T} \quad (3.20)$$

onde T é o período e λ é o seu comprimento.

No âmbito da teoria eletromagnética, ela é dada pela relação entre a frequência angular e o número de onda, ou seja,

$$v_p = \frac{\omega}{k} \quad (3.21)$$

A velocidade de fase da radiação eletromagnética pode, sob circunstâncias restritas atingir valores superiores à da luz no vácuo. Apesar disso, trata-se de um fenômeno a nível pontual e, portanto, não ocorre transferência de energia nem qualquer tipo de transmissão de informações.

A velocidade de grupo, por outro lado, é a taxa com que mudanças de amplitude se propagam na onda. De certo modo, uma comparação pode ser feita com processos de modulação: a velocidade de fase representa a velocidade da portadora, enquanto o valor de grupo corresponde à taxa de modulação dessa onda. Matematicamente, a velocidade de grupo tem a forma

$$v_g = \frac{\partial \omega}{\partial k} \quad (3.22)$$

3.5 – Projeto do meio Metamaterial

Os metamateriais podem ser definidos como estruturas eletromagnéticas efetivas homogêneas artificiais com propriedades incomuns que não são encontradas em materiais na natureza [28]. Estruturas nano-compostas de banda eletromagnética proibida são exemplos de metamateriais.

Uma estrutura efetiva homogênea é uma estrutura cuja média do comprimento estrutural de célula p é muito menor que um comprimento de onda guiada λ_g . Assim, esse comprimento médio de célula pode ser pelo menos, menor que um quarto de comprimento de onda, $p < \lambda_g/4$. Esta condição de referência $p = \lambda_g/4$ será denominada como o limite de homogeneidade efetiva, para garantir que o fenômeno refrativo irá dominar em relação ao fenômeno de espalhamento/difração quando a onda se propaga dentro do meio metamaterial. A Figura 3.4 mostra o primeiro metamaterial proposto por Pendry, constituído de metais e dielétricos e seguindo a condição de homogeneidade efetiva ($p < \lambda_g/4$).

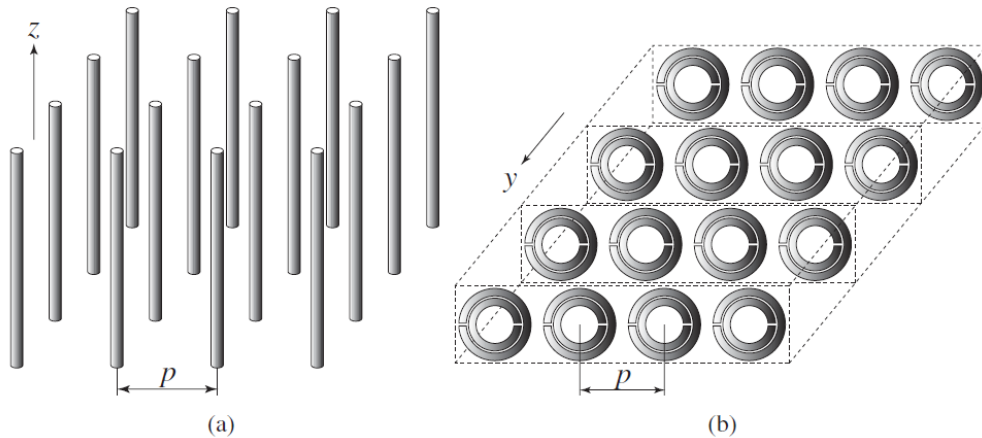


Figura 3.4 –(a) estrutura composta por fios milimétricos (*thin wire* – TW). (b) estrutura composta pelos ressoadores de anel partido (*split-ring resonator* – SRRs). Reproduzido de [28].

O metamaterial descrito na Figura 3.4 (a) é o fio fino de metal (*thin-wire* TW). Se a excitação do campo elétrico $\vec{E}$ é paralela ao eixo dos fios ($\vec{E} \parallel z$), para induzir corrente ao longo destes e gerar o momento de dipolo elétrico equivalente, esse metamaterial exibe uma função de frequência do tipo plasmática para a permissividade na seguinte forma [32],

$$\varepsilon_r = 1 - \frac{\omega_{pe}^2}{\omega^2 + j\omega\xi} = 1 - \frac{\omega_{pe}^2}{\omega^2 + \xi^2} + j \frac{\xi\omega_{pe}^2}{\omega(\omega^2 + \xi^2)} \quad (3.23)$$

onde $\omega_{pe}^2 = \sqrt{2\pi c^2 / [p^2 \ln(p/r)]}$ (c: velocidade da luz, r: raio dos fios) é a frequência plasmática elétrica, ajustado na faixa de GHz, e $\xi = \varepsilon_0 (p\omega_{pe}/r)^2 / \pi\sigma$ (σ : condutividade do metal) é o fator de amortecimento devido às perdas do metal. Pode ser notado nessa formula que:

$$\text{Re}(\varepsilon_r) < 0, \quad \text{para} \quad \omega^2 < \omega_{pe}^2 - \xi^2, \quad (3.24)$$

Que é reduzida se $\xi^2 = 0$ para

$$\varepsilon_r < 0, \quad \text{para} \quad \omega^2 < \omega_{pe}^2, \quad (3.25)$$

Por outro lado a permeabilidade é simplesmente $\mu = \mu_0$, uma vez que não há presença de material magnético e o momento de dipolo magnético não é gerado. Deve ser notado que os fios são muito maiores que um comprimento de onda (teoricamente tendendo ao infinito), significando que os fios são excitados em frequências situadas bem abaixo de sua primeira ressonância.

O metamaterial descrito na Figura 3.4 (b) é o ressoador de anel partido (*split-ring resonator – SSR*). Se a excitação do campo magnético $\vec{H}$ é perpendicular ao plano dos anéis ($\vec{H} \perp y$) para induzir a corrente na malha fechada e gerar o momento dipolo magnético, esse metamaterial exibe uma função de frequência do tipo plasmática para a permissividade na seguinte forma [32],

$$\begin{aligned} \mu_r = 1 - \frac{F\omega^2}{\omega^2 - \omega_{0m}^2 + j\omega\xi} = \\ 1 - \frac{F\omega^2(\omega^2 - \omega_{0m}^2)}{(\omega^2 - \omega_{0m}^2)^2 + (\omega\xi)^2} + j \frac{F\omega^2\xi}{(\omega^2 - \omega_{0m}^2)^2 + (\omega\xi)^2} \end{aligned} \quad (3.26)$$

Onde $F = \pi(r/p)^2$ (r: raio interno do anel menor), $\varpi_{0m} = c \sqrt{\frac{3p}{\pi \ln(2dr^3/s)}}$ (d:

largura dos anéis, s: espaço radial entre os anéis) é a frequência de ressonância magnética, que pode ser ajustada para GHz, e $\zeta = 2pR'/r\mu_0$ (R': resistência do metal por unidade de comprimento) é o fator de preenchimento devido às perdas. Deve ser notado que a estrutura SRR possui uma resposta magnética apesar do fato de não incluir materiais condutores magnéticos devido à presença de momentos de dipolo magnético artificial gerado pelos anéis ressoadores. A equação 3.6 revela que uma faixa de frequência pode existir quando $\text{Re}(\mu_r) < 0$ em geral ($\zeta \neq 0$). No caso sem perdas ($\zeta = 0$) temos que,

$$\mu_r < 0, \text{ para } \varpi_{0m} < \varpi < \frac{\varpi_{0m}}{\sqrt{1-F}} = \varpi_{pm} \quad (3.27)$$

Onde ω_{pm} é chamada de frequência de plasmática magnética. Uma diferença essencial entre as expressões plasmáticas para a permissividade e a permeabilidade é que o ultimo é de natureza ressonante $[\mu(\varpi = \varpi_{0m})] = \infty$ da estrutura devido à ressonância dos SRRs,

dados por [33] como sendo $\varpi_{0m} = \frac{3pc^2}{[\pi \ln(2d/s)r^3]}$.

O circuito equivalente do SRR é mostrado na Figura 3.5 [32]. Na configuração de anel duplo, Figura 3.5(a) acoplamento capacitivo e indutivo entre os anéis maiores e menores são modelados por uma capacitância de acoplamento (C_m) e por um transformador (de raio n). Na configuração de um anel, Figura 3.5(b) o modelo do circuito é um simples ressoador RLC com frequência ressonante $\varpi_0 = 1/\sqrt{LC}$. O SRR duplo é essencialmente equivalente ao SSR único se o acoplamento mútuo é fraco, porque as dimensões dos dois anéis são muito próximas umas das outras, assim $L_1 \approx L_2 \approx L$ e $C_1 \approx C_2 \approx C$, resultando em uma frequência ressonante combinada próxima a do SRR simples com as mesmas dimensões porem com um maior momento magnético devido à maior densidade de corrente.

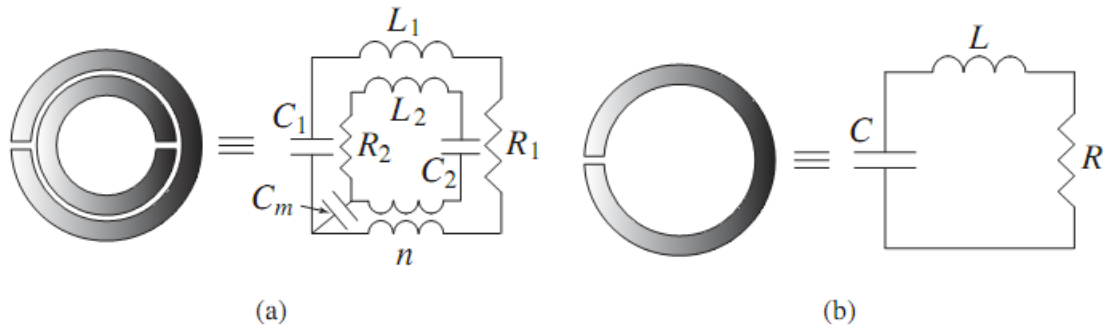


Figura 3.5 – Modelo de circuito equivalente do SRR, (a) SRR configuração dupla e (b) configuração simples. Reproduzido de [28]

Exemplos de estrutura unidimensional (a) e bidimensional (b) são apresentadas na Figura 3.7 [28]. Vale ressaltar que o SRR exibe uma resposta magnética ressonante às ondas eletromagnéticas quando o vetor campo magnético H for paralelo ao eixo dos SRRs.

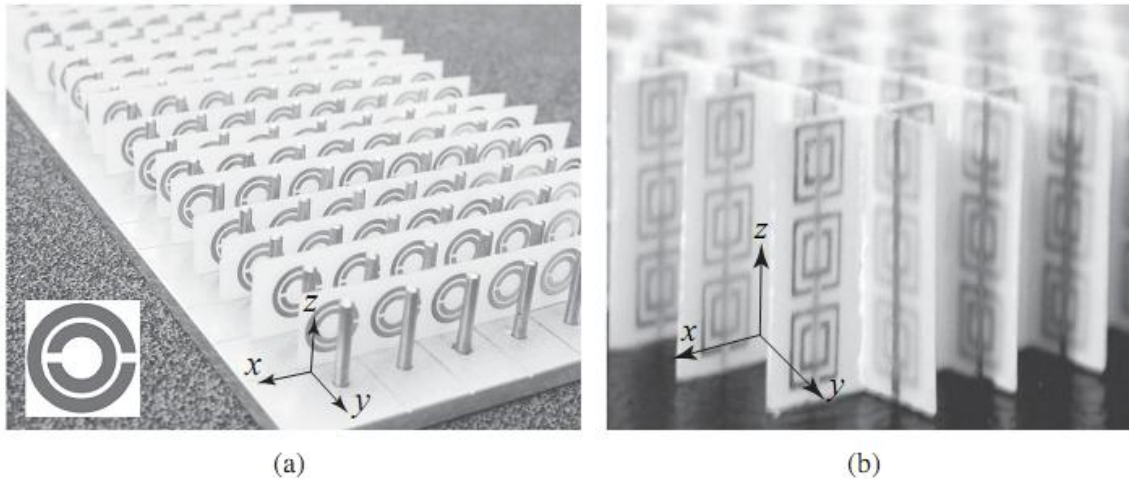
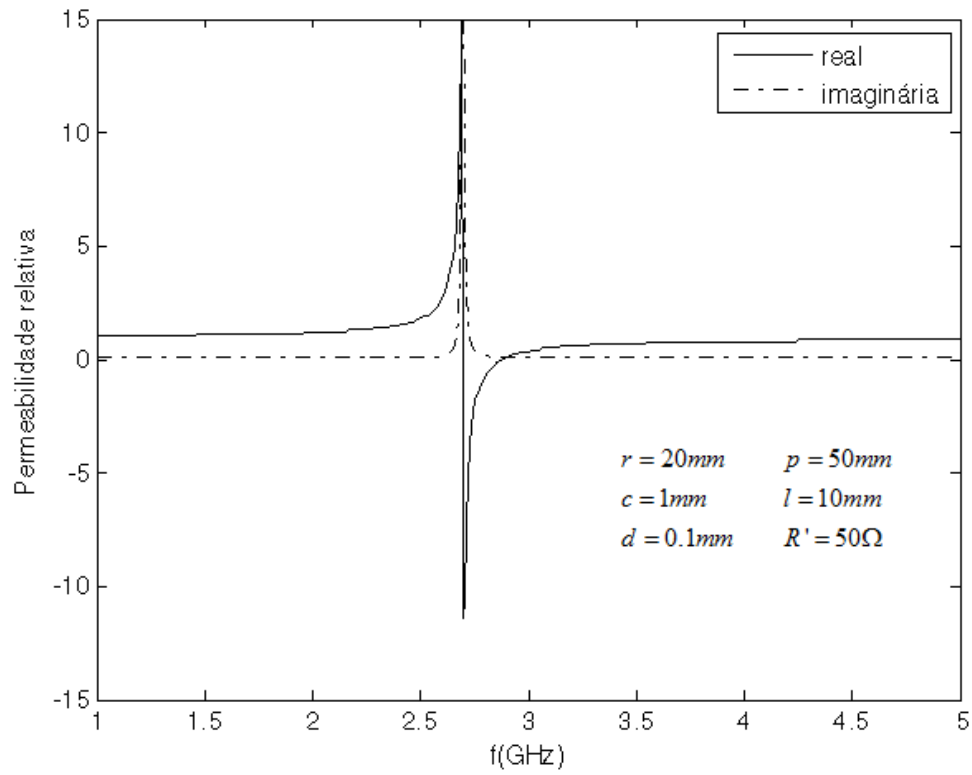
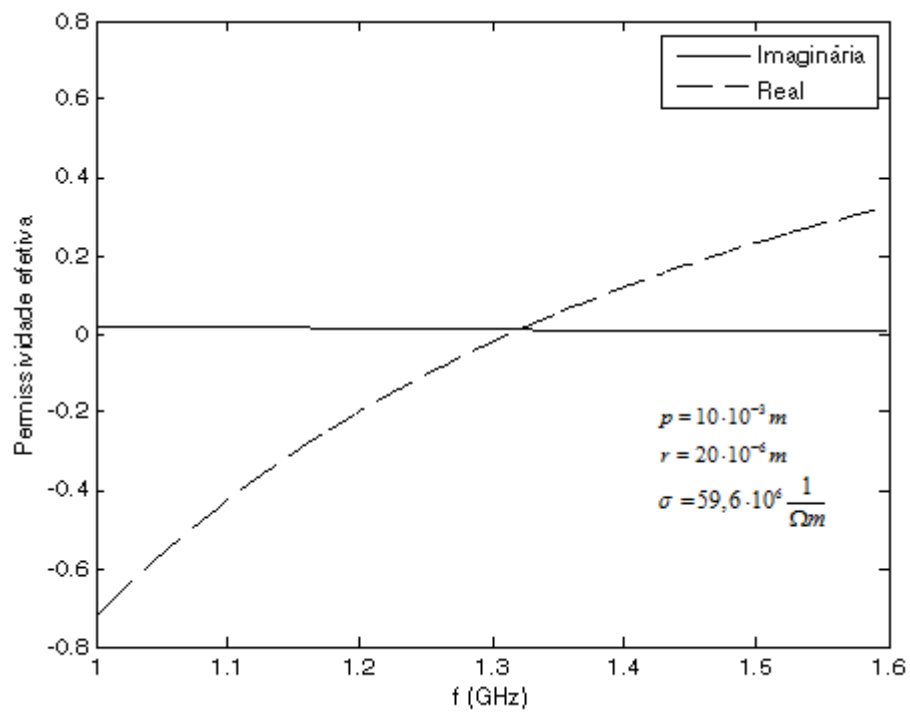


Figura 3.6 – Primeiras estruturas LH de TW e SRRs. (a) Estrutura LH unidimensional. (b) Estrutura LH bidimensional. Reproduzido de [28].

Resultados para a estrutura da Figura 3.6 (a) podem ser vistos nas Figura 3.7.



(a)



(b)

Figura 3.7 – Resultados teóricos computacionais para uma estrutura TW-SRR, (a) permeabilidade, (b) permissividade. [26]

Recentemente, novos substratos artificiais com propriedades dielétricas e/ou magnéticas têm sido empregados para a miniaturização de antenas e circuitos planares de micro-ondas [34]. O uso destes materiais também é investigado em antenas de microfita com *patch* retangular [35].

Neste trabalho, será utilizado o metamaterial na faixa de frequência onde a permeabilidade e a permissividade possuem valores positivos, para aplicações em antenas de microfita. No contexto dos metamateriais, devido ao fato de apresentarem uma anisotropia tanto dielétrica quanto magnética, estes meios podem ser considerados como meios bianisotrópicos. Com isto, a inclusão destes materiais em formalismos numéricos, tais como, MoM, FDTD, entre outros, pode ser realizada.

Na análise, utilizando o método de onda completa da Linha de Transmissão Transversa é preciso que os parâmetros constitutivos do meio sejam definidos. Neste caso, o metamaterial considerado é caracterizado por permissividade e permeabilidade tensoriais [28].

$$[\mu] = \mu_0 \begin{bmatrix} \mu_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \mu_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \mu_{zz} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

$$[\varepsilon] = \varepsilon_0 \begin{bmatrix} \varepsilon_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{zz} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

Quando uma estrutura LH é unidimensional (1D) somente é permitida para a dupla $(\vec{E}, \vec{H})$. Tem-se então que $\varepsilon_{xx}(\omega < \omega_{pe}) < 0$ e $\varepsilon_{yy} = \varepsilon_{zz} > 0$, $\mu_{xx} > 0$ e $\mu_{xx} = \mu_{zz}(\omega_{0m} < \omega < \omega_{pm}) < 0$. Logo, o tensor para o metamaterial 1D, é dado por [28].

$$[\mu] = \mu_0 \begin{bmatrix} \mu_r & 0 & 0 \\ 0 & \mu_{eff}(\omega) & 0 \\ 0 & 0 & \mu_r \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

$$[\varepsilon] = \varepsilon_0 \begin{bmatrix} \varepsilon_r & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_r & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{eff}(\omega) \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

No caso de uma estrutura bidimensional (2D), embora $\vec{E}$ tenha que ser orientado ao longo do eixo dos fios, são possíveis duas direções para $\vec{H}$; o $[\varepsilon]$ é inalterado, mas $\mu_{xx} = \mu_{yy}$ ($\omega_{0m} < \omega < \omega_{mp}$) < 0 e $\mu_{zz} > 0$. Portanto, o tensor para o metamaterial 2D, é dado por [28], [36]:

$$[\mu] = \mu_0 \begin{bmatrix} \mu_{eff}(\omega) & 0 & 0 \\ 0 & \mu_{eff}(\omega) & 0 \\ 0 & 0 & \mu_r \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

$$[\varepsilon] = \varepsilon_0 \begin{bmatrix} \varepsilon_r & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_r & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{eff}(\omega) \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

Capítulo 4

Aplicação do Método LTT

Diferentemente de outros métodos de onda completa o Método da Linha de Transmissão Transversa utiliza à direção de propagação “y”, transversa a direção real de propagação “z”. Dessa forma há uma diminuição do tempo computacional quando este método é implementado em alguma linguagem computacional.

4.1 Desenvolvimento dos Campos Transversais

Como exemplos de aplicação, são determinados os campos para a região do substrato metamaterial de uma linha de lâmina bilateral. As equações gerais dos campos são obtidas com a utilização do método LTT [6], a partir das equações de Maxwell:

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega[\mu]\vec{H} \quad (4.1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega[\varepsilon]\vec{E} \quad (4.2)$$

Os vetores campo elétrico e magnético no método LTT são decompostos nas suas três componentes [6],

$$\vec{H} = \vec{H}_y + \vec{H}_t = \vec{H}_x \hat{x} + \vec{H}_y \hat{y} + \vec{H}_z \hat{z} \quad (4.3)$$

$$\vec{E} = \vec{E}_y + \vec{E}_t = \vec{E}_x \hat{x} + \vec{E}_y \hat{y} + \vec{E}_z \hat{z} \quad (4.4)$$

$$\nabla = \nabla_y + \nabla_t = \nabla_t + \frac{\partial}{\partial y} \hat{y} = \frac{\partial}{\partial x} \hat{x} + \frac{\partial}{\partial y} \hat{y} + \frac{\partial}{\partial z} \hat{z} \quad (4.5)$$

$$\nabla_t = \frac{\partial}{\partial x} \hat{x} + \frac{\partial}{\partial z} \hat{z} = \frac{\partial}{\partial x} \hat{x} - \Gamma \hat{z} \quad (4.6)$$

onde

$$\vec{H}_t = \vec{H}_x + \vec{H}_z - \text{campo magnético na direção transversa} \quad (4.7)$$

$$\vec{E}_t = \vec{E}_x + \vec{E}_z - \text{campo elétrico na direção transversa} \quad (4.8)$$

$$\Gamma = \alpha + j\beta - \text{constante de propagação} \quad (4.9)$$

Para o caso do metamaterial temos que [28],

$$[\mu] = \mu_0 \begin{bmatrix} \mu_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \mu_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \mu_{zz} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$[\varepsilon] = \varepsilon_0 \begin{bmatrix} \varepsilon_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{zz} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Substituindo (4.4) a (4.6) em (4.3)

$$\left(\frac{\partial}{\partial x} \hat{x} + \frac{\partial}{\partial y} \hat{y} + \frac{\partial}{\partial z} \hat{z} \right) \times (\vec{H}_x \hat{x} + \vec{H}_y \hat{y} + \vec{H}_z \hat{z}) = j\omega \varepsilon_0 \begin{bmatrix} \varepsilon_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{zz} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \vec{E}_x \hat{x} \\ \vec{E}_y \hat{y} \\ \vec{E}_z \hat{z} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

$$\begin{aligned} & \frac{\partial}{\partial x} \vec{H}_y \hat{z} + \frac{\partial}{\partial x} \vec{H}_z (-\hat{y}) + \frac{\partial}{\partial y} \vec{H}_x (-\hat{z}) + \frac{\partial}{\partial y} \vec{H}_z \hat{x} + \frac{\partial}{\partial z} \vec{H}_x \hat{y} + \frac{\partial}{\partial z} \vec{H}_y (-\hat{x}) \\ & = j\omega \left[\varepsilon_0 (\vec{E}_x \varepsilon_{xx} + \vec{E}_y \varepsilon_{yy} + \vec{E}_z \varepsilon_{zz}) \right] \end{aligned} \quad (4.13)$$

Separando as componentes transversais x e z de (4.13), teremos:

$$\frac{\partial}{\partial x} \vec{H}_y \hat{z} + \frac{\partial}{\partial y} \vec{H}_x (-\hat{z}) + \frac{\partial}{\partial y} \vec{H}_z \hat{x} + \frac{\partial}{\partial z} \vec{H}_y (-\hat{x}) = j\omega \left[\varepsilon_0 (\vec{E}_x \varepsilon_{xx} + \vec{E}_z \varepsilon_{zz}) \right] \quad (4.14)$$

Reescrevendo:

$$\left(\frac{\partial}{\partial y} \vec{H}_z \hat{x} - \frac{\partial}{\partial y} \vec{H}_x \hat{z} \right) + \left(\frac{\partial}{\partial x} \vec{H}_y \hat{z} - \frac{\partial}{\partial z} \vec{H}_y \hat{x} \right) = j\omega \left[\varepsilon_0 (\vec{E}_x \varepsilon_{xx} + \vec{E}_z \varepsilon_{zz}) \right] \quad (4.15)$$

Como:

$$\left(\frac{\partial}{\partial y} \vec{H}_z \hat{x} - \frac{\partial}{\partial y} \vec{H}_x \hat{z} \right) = \frac{\partial}{\partial y} \hat{y} \times \vec{H}_t \quad (4.16)$$

e

$$\left(\frac{\partial}{\partial x} \vec{H}_y \hat{z} - \frac{\partial}{\partial z} \vec{H}_y \hat{x} \right) = \nabla_t \times \vec{H}_y \quad (4.17)$$

Então:

$$\left(\frac{\partial}{\partial y} \hat{y} \times \vec{H}_t \right) + \left(\nabla_t \times \vec{H}_y \right) = j\omega \left[\varepsilon_0 \left(\vec{E}_x \varepsilon_{xx} + \vec{E}_z \varepsilon_{zz} \right) \right] \quad (4.18)$$

Assim:

$$\vec{E}_x = \frac{1}{j\omega \varepsilon_0 \varepsilon_{xx}} \left(\frac{\partial}{\partial y} \vec{H}_z - \frac{\partial}{\partial z} \vec{H}_y \right) \quad (4.19)$$

e

$$\vec{E}_z = \frac{1}{j\omega \varepsilon_0 \varepsilon_{zz}} \left(\frac{\partial}{\partial x} \vec{H}_y - \frac{\partial}{\partial y} \vec{H}_x \right) \quad (4.20)$$

$$\left(\frac{\partial}{\partial x} \hat{x} + \frac{\partial}{\partial y} \hat{y} + \frac{\partial}{\partial z} \hat{z} \right) \times \left(\vec{E}_x \hat{x} + \vec{E}_y \hat{y} + \vec{E}_z \hat{z} \right) = -j\omega \mu_0 \begin{bmatrix} \mu_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \mu_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \mu_{zz} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \vec{H}_x \hat{x} \\ \vec{H}_y \hat{y} \\ \vec{H}_z \hat{z} \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

$$\begin{aligned} & \frac{\partial}{\partial x} \vec{E}_y \hat{z} + \frac{\partial}{\partial x} \vec{E}_z (-\hat{y}) + \frac{\partial}{\partial y} \vec{E}_x (-\hat{z}) + \frac{\partial}{\partial y} \vec{E}_z \hat{x} + \frac{\partial}{\partial z} \vec{E}_x \hat{y} + \frac{\partial}{\partial z} \vec{E}_y (-\hat{x}) \\ &= j\omega \left[\varepsilon_0 \left(\vec{H}_x \mu_{xx} + \vec{H}_y \mu_{yy} + \vec{H}_z \mu_{zz} \right) \right] \end{aligned} \quad (4.22)$$

Separando as componentes transversais x e z de (4.22), teremos:

$$\frac{\partial}{\partial x} \vec{E}_y \hat{z} + \frac{\partial}{\partial y} \vec{E}_x (-\hat{z}) + \frac{\partial}{\partial y} \vec{E}_z \hat{x} + \frac{\partial}{\partial z} \vec{E}_y (-\hat{x}) = j\omega \left[\varepsilon_0 \left(\vec{H}_x \mu_{xx} + \vec{H}_z \mu_{zz} \right) \right] \quad (4.23)$$

reescrevendo,

$$\left(\frac{\partial}{\partial x} \vec{E}_y \hat{z} - \frac{\partial}{\partial z} \vec{E}_y \hat{x} \right) + \left(\frac{\partial}{\partial y} \vec{E}_z \hat{x} - \frac{\partial}{\partial y} \vec{E}_x \hat{z} \right) = j\omega \left[\varepsilon_0 \left(\vec{H}_x \mu_{xx} + \vec{H}_z \mu_{zz} \right) \right] \quad (4.24)$$

Como:

$$\left(\frac{\partial}{\partial y} \vec{E}_z \hat{x} - \frac{\partial}{\partial y} \vec{E}_x \hat{z} \right) = \frac{\partial}{\partial y} \hat{y} \times \vec{E}_t \quad (4.25)$$

e

$$\left(\frac{\partial}{\partial x} \vec{E}_y \hat{z} - \frac{\partial}{\partial z} \vec{E}_y \hat{x} \right) = \nabla_t \times \vec{E}_y \quad (4.26)$$

Então:

$$\left(\frac{\partial}{\partial y} \hat{y} \times \vec{E}_t \right) + \left(\nabla_t \times \vec{E}_t \right) = j\omega \left[\varepsilon_0 \left(\vec{H}_x \mu_{xx} + \vec{H}_z \mu_{zz} \right) \right] \quad (4.27)$$

Assim:

$$\tilde{H}_x = \frac{j}{\omega \mu_0 \mu_{xx}} \left(\frac{\partial}{\partial y} \tilde{E}_z - \frac{\partial}{\partial z} \tilde{E}_y \right) \quad (4.28)$$

e

$$\tilde{H}_z = \frac{j}{\omega\mu_0\mu_{zz}} \left(\frac{\partial}{\partial x} \tilde{E}_y - \frac{\partial}{\partial y} \tilde{E}_x \right) \quad (4.29)$$

Aplicando a eq.(4.19) em (4.29) temos:

$$\tilde{H}_z = \frac{j}{\omega\mu_0\mu_{zz}} \left[\frac{\partial}{\partial x} \tilde{E}_y - \frac{\partial}{\partial y} \frac{1}{\omega\epsilon_0\epsilon_{xx}} \left(\frac{\partial}{\partial y} \tilde{H}_z - \frac{\partial}{\partial z} \tilde{H}_y \right) \right] \quad (4.30)$$

$$\tilde{H}_z = \frac{1}{K_y^2 + K_0^2 \mu_{zz} \epsilon_{xx}} \left[\alpha_n \omega \epsilon_0 \epsilon_{xx} \tilde{E}_y + \frac{\partial^2}{\partial y \partial z} \tilde{H}_y \right] \quad (4.31)$$

E assim,

$$\tilde{H}_z = \frac{1}{K_y^2 + K_0^2 \mu_{zz} \epsilon_{xx}} \left[\alpha_n \omega \epsilon_0 \epsilon_{xx} \tilde{E}_y + \frac{\partial^2}{\partial y \partial z} \tilde{H}_y \right] \quad (4.32)$$

Agora, aplicando a eq. (4.29) em (4.19), temos:

$$\tilde{E}_x = \frac{1}{j\omega\epsilon_0\epsilon_{xx}} \left\{ \frac{\partial}{\partial y} \left[\frac{j}{\omega\mu_0\mu_{zz}} \left(\frac{\partial}{\partial x} \tilde{E}_y - \frac{\partial}{\partial y} \tilde{E}_x \right) \right] - \frac{\partial}{\partial z} \tilde{H}_y \right\} \quad (4.33)$$

$$\tilde{E}_x = \frac{1}{K_y^2 + K_0^2 \epsilon_{xx} \mu_{zz}} \left[\frac{\partial^2}{\partial y \partial x} \tilde{E}_y + \beta_k \omega \mu_0 \mu_{zz} \tilde{H}_y \right] \quad (4.34)$$

Manipulando as equações (4.20) e (4.28), temos:

$$\tilde{H}_x = \frac{j}{\omega\mu_0\mu_{xx}} \left\{ \frac{\partial}{\partial y} \left[\frac{1}{j\omega\epsilon_0\epsilon_{zz}} \left(\frac{\partial}{\partial x} \tilde{H}_y - \frac{\partial}{\partial y} \tilde{H}_x \right) \right] - \frac{\partial}{\partial z} \tilde{E}_y \right\} \quad (4.35)$$

$$\tilde{H}_x = \frac{1}{K_y^2 + K_0^2 \varepsilon_{zz} \mu_{xx}} \left(\frac{\partial^2}{\partial y \partial x} \tilde{H}_y - \beta_K \omega \varepsilon_0 \varepsilon_{zz} \tilde{E}_y \right) \quad (4.36)$$

Por final, aplicando a eq. (4.28) em (4.20), temos:

$$\tilde{E}_z = \frac{1}{j\omega \varepsilon_0 \varepsilon_{zz}} \left\{ \frac{\partial}{\partial x} \tilde{H}_y - \frac{\partial}{\partial y} \left[\frac{j}{\omega \mu_0 \mu_{xx}} \left(\frac{\partial}{\partial y} \tilde{E}_z - \frac{\partial}{\partial z} \tilde{E}_y \right) \right] \right\} \quad (4.37)$$

$$\tilde{E}_z = \frac{1}{K_y^2 + K_0^2 \varepsilon_{zz} \mu_{xx}} \left(\frac{\partial^2}{\partial y \partial z} \tilde{E}_y - \alpha_n \omega \mu_0 \mu_{xx} \tilde{H}_y \right) \quad (4.38)$$

Assim, temos as equações de campo elétrico e magnético:

$$\tilde{E}_x = \frac{1}{K_y^2 + K_0^2 \varepsilon_{xx} \mu_{zz}} \left(\frac{\partial^2}{\partial y \partial x} \tilde{E}_y + \beta_K \omega \mu_0 \mu_{zz} \tilde{H}_y \right) \quad (4.39)$$

$$\tilde{E}_z = \frac{1}{K_y^2 + K_0^2 \varepsilon_{zz} \mu_{xx}} \left(\frac{\partial^2}{\partial y \partial z} \tilde{E}_y - \alpha_n \omega \mu_0 \mu_{xx} \tilde{H}_y \right) \quad (4.40)$$

$$\tilde{H}_x = \frac{1}{K_y^2 + K_0^2 \varepsilon_{zz} \mu_{xx}} \left(\frac{\partial^2}{\partial y \partial x} \tilde{H}_y - \beta_K \omega \varepsilon_0 \varepsilon_{zz} \tilde{E}_y \right) \quad (4.41)$$

$$\tilde{H}_z = \frac{1}{K_y^2 + K_0^2 \mu_{zz} \varepsilon_{xx}} \left(\alpha_n \omega \varepsilon_0 \varepsilon_{xx} \tilde{E}_y + \frac{\partial^2}{\partial y \partial z} \tilde{H}_y \right) \quad (4.42)$$

Onde:

$$\frac{\partial^2}{\partial y^2} = K_y^2 = \gamma^2 \quad (4.43)$$

$$\gamma^2 = \alpha_n + \beta_K - K_i^2 \quad (4.44)$$

$$\frac{\partial}{\partial x} = -j\alpha_n \quad (4.45)$$

$$\frac{\partial}{\partial z} = -j\beta_K \quad (4.46)$$

Capítulo 5

Campos Eletromagnéticos na Antena com Substrato Metamaterial

5.1 Introdução

A análise através de métodos rigorosos de onda completa se faz necessária para a obtenção de resultados mais exatos e eficientes que se aproximam dos resultados reais.

Partindo das equações de Maxwell, as componentes dos campos elétrico e magnético $\tilde{E}_x, \tilde{E}_z, \tilde{H}_x$ e $\tilde{H}_z$ são escritos em função das componentes $\tilde{E}_y$ e $\tilde{H}_y$ no domínio da transformada de Fourier. Tomando uma solução geral da equação de onda e aplicando as condições de contorno adequadas, são obtidas as constantes envolvidas nesta solução em função do campo elétrico fora da fita e também à equação matricial não homogênea envolvendo as densidades de corrente nas fitas. Aplicando o método dos momentos, as densidades de corrente são expandidas em funções de base e uma equação matricial homogênea é obtida. A solução não trivial gera a equação característica, na qual as raízes permitem a obtenção da frequência de ressonância da antena.

Neste capítulo é apresentada a antena de microfita retangular com substrato metamaterial, a qual é uma modificação da antena retangular.

5.2 Antena de Microfita com Substrato Metamaterial

As equações de campo eletromagnético são desenvolvidas para a obtenção da frequência de ressonância da antena de microfita convencional através do método de onda completa LTT e em combinação com este, será utilizado o modelo da Linha de Transmissão para a obtenção do diagrama de irradiação da antena.

A antena é composta por um *patch* ressonador sobre um substrato dielétrico que tem na parte inferior um plano de terra, como ilustrado na Figura 5.1.

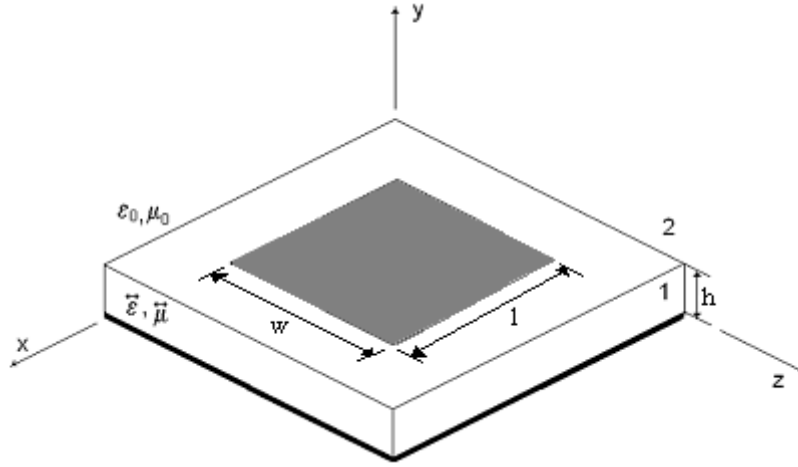


Figura 5.1 – Antena de microfita com substrato metamaterial.

Durante o processo de análise da estrutura a espessura da fita condutora é desprezada, pois serão considerados os parâmetros dimensionais e eletromagnéticos da estrutura e o sistema cartesiano.

5.3 Determinação das Equações de Campos Eletromagnéticos

Nessa seção, são desenvolvidas as soluções das equações de ondas para antena de microfita com substrato metamaterial na região 1. Para região 2 é considerado o espaço livre.

Das equações de Maxwell tem-se:

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega[\mu]\vec{H} \quad (5.1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega[\varepsilon]\vec{E} \quad (5.2)$$

Onde, para o caso de substrato metamaterial uniaxial:

$$[\mu] = \mu_0 \begin{bmatrix} \mu_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \mu_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \mu_{zz} \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

$$[\varepsilon] = \varepsilon_0 \begin{bmatrix} \varepsilon_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{zz} \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

Como as soluções das equações de onda são feitas considerando a direção de propagação, as equações 5.3 e 5.4 se tornam:

$$[\varepsilon] = \varepsilon_0 \varepsilon_{yy} \quad (5.5)$$

$$[\mu] = \mu_0 \mu_{yy} \quad (5.6)$$

Calculando-se o rotacional da eq. 5.1, tem-se:

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E} = -j\omega[\mu]\nabla \times \vec{H} \quad (5.7)$$

Substituindo a eq. 5.2 em 5.7,

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E} = \omega^2 \varepsilon_0 \varepsilon_{yy} \mu_0 \mu_{yy} \vec{E} \quad (5.8)$$

Assim,

$$\nabla(\nabla \cdot \vec{E}) - \nabla^2 \vec{E} = \omega^2 \varepsilon_0 \varepsilon_{yy} \mu_0 \mu_{yy} \vec{E} \quad (5.9)$$

Como a região é livre de cargas e correntes elétricas, tem-se pelas equações de Maxwell que:

$$\nabla \cdot \vec{E} = 0 \quad (5.10)$$

logo, pode-se escrever 5.9 como segue,

$$\nabla^2 \vec{E} - \omega^2 \varepsilon_0 \varepsilon_{yy} \mu_0 \mu_{yy} \vec{E} = 0 \quad (5.11)$$

esta relação é válida para todas as componentes de $\vec{E}$ e, em particular, para E_y , ou seja:

$$\nabla^2 \vec{E}_y - \omega^2 \varepsilon_0 \varepsilon_{yy} \mu_0 \mu_{yy} \vec{E}_y = 0 \quad (5.12)$$

decompondo o operador ∇^2 , tem-se:

$$\nabla^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \quad (5.13)$$

Assim: 5.12 é dada por:

$$\frac{\partial^2 \vec{E}_y}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \vec{E}_y}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \vec{E}_y}{\partial z^2} + \omega^2 \varepsilon_0 \varepsilon_{yy} \mu_0 \mu_{yy} \vec{E}_y = 0 \quad (5.14)$$

Da teoria da transformada de Fourier, tem-se:

$$\frac{\partial^2 \vec{E}_y}{\partial x^2} = -\alpha_n^2 \vec{E}_y \quad (5.15)$$

$$\frac{\partial^2 \vec{E}_y}{\partial z^2} = -\beta_k^2 \vec{E}_y \quad (5.16)$$

Transformando a equação (5.14) para o domínio da transformada de Fourier, tem-se que:

$$-\alpha_n^2 \vec{E}_y + \frac{\partial^2 \vec{E}_y}{\partial y^2} - \beta_k^2 \vec{E}_y + \omega^2 \varepsilon_0 \varepsilon_{yy} \mu_0 \mu_{yy} \vec{E}_y = 0 \quad (5.17)$$

ou, ainda

$$\frac{\partial^2 \vec{E}_y}{\partial y^2} - (\alpha_n^2 + \beta_k^2 - k^2) \vec{E}_y = 0 \quad (5.18)$$

Onde $k = \omega^2 \varepsilon_0 \varepsilon_{yy} \mu_0 \mu_{yy} \vec{E}_y$

Logo,

$$\frac{\partial^2 \vec{E}_y}{\partial y^2} - \gamma^2 \vec{E}_y = 0 \quad (5.19)$$

Onde: $\gamma^2 = \alpha_n^2 + \beta_k^2 - k^2$

A equação 5.19 é a equação de onda para $\vec{E}_y$. De maneira análoga, mostra-se que:

$$\frac{\partial^2 \vec{H}_y}{\partial y^2} - \gamma^2 \vec{H}_y = 0 \quad (5.20)$$

As soluções das equações dos campos em y para as duas regiões da estrutura em estudo (onde a região 1 representa à ressonância e a região 2 a propagação através do ar), através das equações de onda de Helmholtz, são dadas por:

Região 1:

$$\tilde{E}_{y1} = A_{1e} \cosh(\gamma_1 y) \quad (5.21)$$

$$\tilde{H}_{y1} = A_{1h} \sinh(\gamma_1 y) \quad (5.22)$$

Região 2:

$$\tilde{E}_{y2} = A_{2e} e^{-\gamma_2(y-h)} \quad (5.23)$$

$$\tilde{H}_{y2} = A_{2h} e^{-\gamma_2(y-h)} \quad (5.24)$$

Substituindo as componentes em y (5.21) – (5.24) nas equações (4.43) – (4.46) obtêm-se as demais componentes dos campos elétricos e magnéticos para as duas regiões da estrutura:

Região 1:

$$\tilde{E}_{x1} = \frac{-j}{\gamma_1^2 + K_0^2 \varepsilon_{xx} \mu_{zz}} (\alpha_n \gamma_1 A_{1e} \cosh(\gamma_1 y) + j \beta_k \omega \mu_{zz} A_{1h} \sinh(\gamma_1 y)) \quad (5.25)$$

$$\tilde{E}_{z1} = \frac{-j}{\gamma_1^2 + K_0^2 \epsilon_{zz} \mu_{xx}} (\beta_k \gamma_1 A_{1e} \cosh(\gamma_1 y) - j \alpha_n \omega \mu_0 \mu_{xx} A_{1h} \sinh(\gamma_1 y)) \quad (5.26)$$

$$\tilde{H}_{x1} = \frac{-j}{\gamma_1^2 + K_0^2 \epsilon_{zz} \mu_{xx}} (\alpha_n \gamma_1 A_{1h} \cosh(\gamma_1 y) - j \beta_k \omega \epsilon_0 \epsilon_{zz} A_{1e} \cosh(\gamma_1 y)) \quad (5.27)$$

$$\tilde{H}_{z1} = \frac{-j}{\gamma_1^2 + K_0^2 \epsilon_{xx} \mu_{zz}} (j \alpha_n \omega \epsilon_0 \epsilon_{xx} A_{1e} \cosh(\gamma_1 y) + \beta_k \gamma_1 A_{1h} \cosh(\gamma_1 y)) \quad (5.28)$$

Região 2

$$\tilde{E}_{x2} = \frac{1}{\gamma_2^2 + k_2^2} [j \alpha_n \gamma_2 A_{2e} e^{-\gamma_2(y-h)} + \omega \mu \beta_k A_{2h} e^{-\gamma_2(y-h)}] \quad (5.29)$$

$$\tilde{E}_{z2} = \frac{1}{\gamma_2^2 + k_2^2} [j \beta_k \gamma_2 A_{2e} e^{-\gamma_2(y-h)} - \omega \mu \alpha_n A_{2h} e^{-\gamma_2(y-h)}] \quad (5.30)$$

$$\tilde{H}_{x2} = \frac{1}{\gamma_2^2 + k_2^2} [j \alpha_n \gamma_2 A_{2h} e^{-\gamma_2(y-h)} - \omega \epsilon_2 \beta_k A_{2e} e^{-\gamma_2(y-h)}] \quad (5.31)$$

$$\tilde{H}_{z2} = \frac{1}{\gamma_2^2 + k_2^2} [j \beta_k \gamma_2 A_{2h} e^{-\gamma_2(y-h)} + \omega \epsilon_2 \alpha_n A_{2e} e^{-\gamma_2(y-h)}] \quad (5.32)$$

As constantes dos campos elétricos e magnéticos (A_{1e} , A_{1h} , A_{2e} e A_{2h}) são obtidas através da aplicação das condições de contorno da estrutura na direção y . As condições de contorno são dadas por [6], [37]:

- Os campos elétricos tangentes às paredes elétricas são iguais a zero ($\tilde{E}_t = 0$);
- Os campos eletromagnéticos no infinito tendem a zero;
- Os campos eletromagnéticos tangenciais as interfaces dielétrico-dielétrico são iguais ($\tilde{E}_{ti} = \tilde{E}_{tj}$ e $\tilde{H}_{ti} = \tilde{H}_{tj}$);
- Os campos elétricos tangentes a uma interface dielétrico-dielétrico que possua fitas metálicas são iguais aos campos elétricos a essa interface ($\tilde{E}_{ti} = \tilde{E}_{tj} = \tilde{E}_{fita}$).

A aplicação destas condições de contorno gera um sistema de equações, no qual a quantidade de equações e de incógnitas é igual a 4 vezes a quantidade de regiões dielétricas consideradas para a estrutura em estudo. A resolução deste sistema não homogêneo de equações fornece os valores das constantes dos campos elétricos e magnéticos.

Aplicando as condições de contorno à estrutura em estudo, têm-se:

Em $y = h$

$$\tilde{E}_{x1} = \tilde{E}_{x2} = \tilde{E}_{xh} \quad (5.33)$$

$$\tilde{E}_{z1} = \tilde{E}_{z2} = \tilde{E}_{zh} \quad (5.34)$$

Com a aplicação destas condições de contorno, as constantes dos campos elétricos e magnéticos são obtidas em função dos campos elétricos tangenciais $\tilde{E}_{xh}$ e $\tilde{E}_{zh}$:

$$A_{1h} = \frac{\beta_k \tilde{E}_{xh1} (\gamma_1^2 + K_0^2 \varepsilon_{xx} \mu_{zz}) - \alpha_n \tilde{E}_{zh1} (\gamma_1^2 + K_0^2 \varepsilon_{zz} \mu_{xx})}{\omega \mu_0 \sinh(\gamma_1 y) (\alpha_n^2 \mu_{xx} + \beta_k^2 \mu_{zz})} \quad (5.35)$$

$$A_{1e} = \frac{-j \mu_{zz} \beta_k \tilde{E}_{zh1} (\gamma_1^2 + K_0^2 \varepsilon_{zz} \mu_{xx}) - j \mu_{xx} \alpha_n \tilde{E}_{xh1} (\gamma_1^2 + K_0^2 \varepsilon_{xx} \mu_{zz})}{\gamma_1 \sinh(\gamma_1 y) (\beta_k^2 \mu_{zz} - \alpha_n^2 \mu_{xx})} \quad (5.36)$$

$$A_{2e} = \frac{-j (\alpha_n \tilde{E}_{xh} + \beta_k \tilde{E}_{zh})}{\gamma_2} \quad (5.37)$$

$$A_{2h} = \frac{(\beta_k \tilde{E}_{xh} - \alpha_n \tilde{E}_{zh})}{\omega \mu_0} \quad (5.38)$$

Após a obtenção das constantes dos campos, é aplicada a condição de contorno magnética, na interface onde se localiza a fita condutora. A condição de contorno utilizada é apresentada abaixo [6], [38]:

$$\tilde{H}_{x1} - \tilde{H}_{x2} = \tilde{J}_{zh} \quad (5.39)$$

$$\tilde{H}_{z1} - \tilde{H}_{z2} = -\tilde{J}_{xh} \quad (5.40)$$

A aplicação das condições de contorno (5.39) e (5.40), pode ser escrita na forma matricial, gerando uma matriz que relaciona os campos elétricos tangenciais à interface da fita e às densidades de corrente tangenciais. Essa matriz é chamada de matriz admitância ou impedância, dependendo da forma como a equação matricial é representada. A matriz admitância e a matriz impedância são representadas abaixo [6], [39]

$$[Y] \cdot [\tilde{E}] = [\tilde{J}] \quad (5.41)$$

$$[Z] \cdot [\tilde{J}] = [\tilde{E}] \quad (5.42)$$

Onde: $[Y]$ é a matriz admitância, $[Z]$ é a matriz impedância, $[\tilde{J}]$ é o vetor da densidade de corrente na fita condutora e $[\tilde{E}]$ é o vetor campo elétrico tangencial à interface da fita.

Sendo a matriz impedância o inverso da admitância e vice-versa, ou seja, $[Z] = [Y]^{-1}$ e a matriz impedância uma matriz simétrica, a sua inversa $[Y]$ também é, então $Y_{ij} = Y_{ji}$ [6], [40].

Então, analisando as condições de contorno magnéticas (5.39) e (5.40), conclui-se que o sistema de equações obtido é o (5.41), desta forma para a obtenção do sistema de equações (5.42), apropriado para a microfita, é necessária a inversão da matriz admitância, ou seja, deve-se utilizar a matriz impedância.

Substituindo as constantes dos campos em função dos campos elétricos tangenciais (5.35) - (5.38) nas condições de contorno magnéticas (5.39) e (5.40) e após algumas manipulações algébricas obtém-se a matriz admitância, como pode ser observado em (5.43) e (5.44) [6], [41]:

$$Y_{xx} \tilde{E}_{xh} + Y_{xz} \tilde{E}_{zh} = \tilde{J}_{xh} \quad (5.43)$$

$$Y_{zx}\tilde{E}_{xh} + Y_{zz}\tilde{E}_{zh} = \tilde{J}_{zh} \quad (5.44)$$

Ou na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} Y_{xx} & Y_{xz} \\ Y_{zx} & Y_{zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{E}_{xh} \\ \tilde{E}_{zh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{J}_{xh} \\ \tilde{J}_{zh} \end{bmatrix} \quad (5.45)$$

os elementos desta matriz podem ser observados de (5.46) a (5.49):

$$Y_{xx} = \frac{j}{\gamma_1\gamma_2\varpi\mu_0} \left[\frac{\gamma_2 \cot gh(\gamma_1 h)(k_0^2 \varepsilon_{xx} \mu_{xx} \alpha_n^2 - \beta_k^2 \gamma_1^2)}{(\beta_k^2 \mu_{zz} + \alpha_n^2 \mu_{xx})} + \gamma_1(k_2^2 - \beta_k^2) \right] \quad (5.46)$$

$$Y_{xz} = \frac{j\alpha_n\beta_k}{\gamma_1\gamma_2\varpi\mu_0} \left[\frac{\gamma_2 \cot gh(\gamma_1 h)(k_0^2 \varepsilon_{zz} \mu_{xx} + \gamma_1)}{(\beta_k^2 \mu_{zz} + \alpha_n^2 \mu_{xx})} + \gamma_1 \right] \quad (5.47)$$

$$Y_{zx} = \frac{-j\alpha_n\beta_k}{\gamma_1\gamma_2\varpi\mu_0} \left[\frac{\gamma_2 \cot gh(\gamma_1 h)(k_0^2 \varepsilon_{xx} \mu_{zz} + \gamma_1)}{(\beta_k^2 \mu_{zz} + \alpha_n^2 \mu_{xx})} + \gamma_1 \right] \quad (5.48)$$

$$Y_{zz} = \frac{-j}{\gamma_1\gamma_2\varpi\mu_0} \left[\frac{\gamma_2 \cot gh(\gamma_1 h)(\alpha_n^2 \gamma_1^2 - \beta_k^2 k_0^2 \varepsilon_{xx} \mu_{xx})}{(\beta_k^2 \mu_{zz} + \alpha_n^2 \mu_{xx})} + \gamma_1(\alpha_n^2 - k_2^2) \right] \quad (5.49)$$

É importante ressaltar que a inversão matricial só é possível se as matrizes admitância e impedância forem simétricas, isto é, sendo $[Y]$ a inversa de $[Z]$, então $[Z]$ é a inversa de $[Y]$ (5.50):

$$\begin{bmatrix} Z_{xx} & Z_{xz} \\ Z_{zx} & Z_{zz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{xx} & Y_{xz} \\ Y_{zx} & Y_{zz} \end{bmatrix}^{-1} \quad (5.50)$$

Assim, obtêm-se a equação matricial da impedância $[Z]$ em função das densidades de corrente $[\tilde{J}]$.

$$\begin{bmatrix} Z_{xx} & Z_{xz} \\ Z_{zx} & Z_{zz} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{J}_{xh} \\ \tilde{J}_{zh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{E}_{xh} \\ \tilde{E}_{zh} \end{bmatrix} \quad (5.51)$$

na qual os termos Z_{xx} , Z_{xz} , Z_{zx} , Z_{zz} são as componentes da função diádica de Green da estrutura em estudo.

5.4 Expansão das Densidades de Corrente em Termos de Funções de Base

O método de Galerkin é um caso particular do método dos momentos, onde as funções de peso são consideradas iguais às funções de expansão ou funções de base [41]. Assim, efetua-se o produto interno da equação matricial da impedância pelos conjugados das funções de base como será abordado mais adiante. Esse método é usado com eficiência na análise de estruturas planares na faixa de frequências de micro-ondas e ondas milimétricas. Para sua aplicação à estrutura em estudo, são definidas funções de base que devem representar as características físicas das distribuições de corrente na fita condutora. A escolha dessas funções é de fundamental importância para a expansão dos campos elétricos tangenciais à interface da fita condutora ou para a expansão das densidades de corrente que existem na superfície da fita condutora. Logo, condicionam a estabilidade e convergência do método dos momentos [18]. A escolha das funções de base deve ser tal, que obedeçam às condições de contorno da estrutura [18]. No estudo de estruturas de microfita, tanto os campos elétricos quanto as densidades de corrente podem ser expandidos em funções de base. Como existe campo elétrico apenas fora da fita condutora, seria necessário utilizar-se de mais funções de base do que para o caso da expansão das densidades de corrente, pois a área que contém os campos (fora da fita condutora) é muito maior do que a área que contém as densidades de corrente (superfície da fita), assim é preferível expandir as densidades de corrente (que estão presentes apenas na fita condutora), pois, utilizam-se menos funções de base.

Ao se obter a equação (5.51), aplicam-se as funções de base adequadas para aproximar os valores das densidades de corrente à forma da função real, conforme apresentado por:

$$\tilde{J}_{xh}(x, z) = \sum_{i=1}^M a_{xi} f_{xi}(x, z) \quad (5.52)$$

e

$$\tilde{J}_{zh}(x, z) = \sum_{i=1}^N a_{zi} f_{zi}(x, z) \quad (5.53)$$

Onde: M e N são números inteiros e positivos que podem ser feitos iguais a 1 (um) mantendo os resultados com uma ótima aproximação dos resultados reais.

Fazendo-se a aproximação M = N = 1 e calculando a dupla transformada de Fourier conforme definida em [42] as equações (5.52) e (5.53) tomam a seguinte forma:

$$\tilde{J}_{xh}(\alpha_n, \beta_k) = a_x \tilde{f}_x(\alpha_n, \beta_k) \quad (5.54)$$

$$\tilde{J}_{zh}(\alpha_n, \beta_k) = a_z \tilde{f}_z(\alpha_n, \beta_k) \quad (5.55)$$

Os termos a_x e a_z são constantes desconhecidas.

Para este trabalho foram utilizadas duas funções de bases nas direções cartesianas **OX** e **OZ**. As suas escolhas basearam-se em trabalhos anteriores, onde foram comprovadas as suas funcionalidades [6]. E são definidas por:

- Para a direção **OZ**:

$$f_z(x, z) = f_z(x) \cdot f_z(z) \quad (5.56)$$

Com

$$f_z(x) = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{w}{2}\right)^2 - x^2}} \quad (5.57)$$

e

$$f_z(z) = \cos\left(\frac{\pi z}{l}\right) \quad (5.58)$$

que no domínio espectral são:

Componente espectral da função em Z, variando com a variável espectral α_n

$$\tilde{f}_z(\alpha_n) = \pi \tilde{J}_0\left(\alpha_n \frac{w}{2}\right) \quad (5.59)$$

Componente espectral da função em Z, variando com a variável espectral β_k

$$\tilde{f}_z(\beta_k) = \frac{2\pi l \cos\left(\frac{\beta_k l}{2}\right)}{\pi^2 - (\beta_k l)^2} \quad (5.60)$$

sendo as variáveis espectrais α_n e β_k dadas por

$$\alpha_n = \frac{n_x \pi}{b} \quad (5.61)$$

com

$$b = \frac{dB}{2} \quad (5.62)$$

e

$$dB = 15w \quad (5.63)$$

$$\beta_k = \frac{n_z \pi}{dL}, \quad (5.64)$$

Com

$$dL = \frac{L}{2}, \quad (5.65)$$

e

$$L = 15l. \quad (5.66)$$

A combinação das duas componentes (5.59) e (5.60) resulta na transformada de Fourier de (5.56), como segue:

$$\tilde{f}_z(\alpha_n, \beta_k) = \frac{2\pi^2 l \cos(\beta_k l)}{\pi^2 - (\beta_k l)^2} \cdot \tilde{J}_0\left(\alpha_n \frac{w}{2}\right) \quad (5.67)$$

onde J_0 é a função de Bessel de primeira espécie e ordem zero.

Por se tratar de uma estrutura simétrica foi utilizada a mesma função de base tanto para a direção OX quanto OZ , necessariamente, fazendo as devidas adequações quanto às variáveis espectrais e as dimensões da estrutura. Conforme o supracitado tem-se:

- Para a direção OX

$$f_x(x, z) = f_x(x) f_x(z) \quad (5.68)$$

Onde:

$$f_x(z) = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{l}{2}\right)^2 - z^2}} \quad (5.69)$$

e

$$f_x(x) = \cos\left(\frac{\pi x}{w}\right) \quad (5.70)$$

Que no domínio espectral são:

Componente espectral da função em X, variando com a variável espectral β_k

$$f_x(\beta_k) = \pi J_0\left(\beta_k \frac{l}{2}\right) \quad (5.71)$$

Componente espectral da função em X, variando com a variável espectral α_n

$$f_x(\alpha_n) = \frac{2\pi \cos\left(\frac{\alpha_n w}{2}\right)}{\pi^2 - (\alpha_n w)^2}, \quad (5.72)$$

A combinação das duas componentes (5.71) e (5.72) resulta na transformada de Fourier de (5.68), com abaixo:

$$f_x(\alpha_n, \beta_k) = \frac{2\pi^2 w \cos\left(\frac{\alpha_n w}{2}\right)}{\pi^2 - (\alpha_n w)^2} J_0\left(\beta_k \frac{l}{2}\right) \quad (5.73)$$

onde J_0 é a função de Bessel de primeira espécie de ordem zero.

Aplicando-se o produto interno do sistema de equações com uma função teste existente apenas na região da fita, de acordo com o método de Galerkin que utiliza uma função teste igual à função de base da densidade de corrente. Como a função teste existe em uma região complementar à função de base do campo elétrico, este produto interno é nulo, fazendo com que o sistema de equações se torne homogêneo.

$$\begin{bmatrix} K_{xx} & K_{xz} \\ K_{zx} & K_{zz} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_x \\ a_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.74)$$

Onde cada elemento da matriz $[K]$ é representado abaixo:

$$K_{xx} = \sum_{-\infty}^{\infty} \tilde{f}_x(x, z) Z_{xx} \tilde{f}_x^*(x, z) \quad (5.75)$$

$$K_{xz} = \sum_{-\infty}^{\infty} \tilde{f}_z(x, z) Z_{xz} \tilde{f}_x^*(x, z) \quad (5.76)$$

$$K_{zx} = \sum_{-\infty}^{\infty} \tilde{f}_x(x, z) Z_{zx} \tilde{f}_z^*(x, z) \quad (5.77)$$

$$K_{zz} = \sum_{-\infty}^{\infty} \tilde{f}_z(x, z) Z_{zz} \tilde{f}_z^*(x, z) \quad (5.78)$$

Onde o somatório surge da aplicação da transformada de Fourier.

O cálculo do determinante da equação matricial $[K]$, fornece a solução da equação característica, cuja raiz complexa é a constante de propagação $\gamma = \alpha + j\beta$.

O Método dos Momentos associado com o Método da Linha de Transmissão Transversa permite a obtenção da frequência de ressonância da estrutura em estudo.

5.5 Conclusões

O estudo apresentado neste capítulo sobre o Ressorador Retangular de Microfita retrata uma análise dinâmica da estrutura através do método LTT, que a partir das equações de Maxwell chega-se às equações gerais dos campos eletromagnéticos, permitindo o cálculo da frequência de ressonância complexa.

Para a obtenção efetiva dos resultados propostos, foi escrito um programa computacional na linguagem FORTRAN, que através do método numérico de NEWTON RAPHSON consegue chegar à raiz da equação característica a partir de uma aproximação inicial.

As principais vantagens e contribuições do presente trabalho são a utilização de um método de onda completa para o cálculo da frequência de ressonância de uma antena de *patch* retangular com substrato bianisotrópico, já que se trata de uma estrutura nova, ainda não caracterizada na literatura. Além de fornecer os campos eletromagnéticos tangenciais à fita essencial ao cálculo dos campos distantes da antena. O programa desenvolvido oferece o potencial para projetar antenas de alto desempenho e com largo grau de liberdade de projeto, pois os parâmetros μ e ε podem assumir qualquer valor.

Capítulo 6

Análise dos Resultados

6.1 Resultados da Antena com Substrato Metamaterial

6.1.1 Introdução

A partir da teoria desenvolvida no Capítulo 5 obtiveram-se resultados para a antena de microfita retangular com substrato metamaterial. Resultados de frequência de ressonância e perda de retorno são apresentados.

Na análise, considera-se que os metamateriais, usados como substratos no projeto de antenas de microfita, são caracterizados pelos tensores permissividade elétrica e permeabilidade magnética dados, respectivamente, por [43]:

$$[\mu] = \mu_0 \begin{bmatrix} \mu_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \mu_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \mu_{zz} \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

$$[\varepsilon] = \varepsilon_0 \begin{bmatrix} \varepsilon_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{zz} \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

Inicialmente a investigação numérica, leva-se em consideração as características do metamaterial descrito em [35], onde os tensores permissividade e permeabilidade são definidos, respectivamente, por:

$$[\mu] = \mu_0 \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \mu_{eff} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

$$[\varepsilon] = \varepsilon_0 \begin{bmatrix} \varepsilon_{eff} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{diel} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{eff} \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

Em seguida a investigação numérica é realizada de duas formas, levando-se em consideração as características do metamaterial [26]. No primeiro caso (CASO 1), considera-se que os elementos do tensor permissividade assumam valores $\varepsilon_{zz} = \varepsilon_{eff}$ e $\varepsilon_{xx} = \varepsilon_{yy} = 1$. De maneira oposta, $\mu_{zz} = 1$ e $\mu_{xx} = \mu_{yy} = \mu_{eff}$ [44]. Portanto, para o CASO 1, os tensores permissividade e permeabilidade passam a ser definidos, respectivamente, por:

$$[\varepsilon] = \varepsilon_0 \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{eff} \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

$$[\mu] = \mu_0 \begin{bmatrix} \mu_{eff} & 0 & 0 \\ 0 & \mu_{eff} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

No segundo caso (CASO 2), considera-se que $\varepsilon_{zz} = \varepsilon_{eff}$, $\varepsilon_{xx} = \varepsilon_{yy} = \varepsilon_r$, $\mu_{zz} = \mu_{eff}$, e $\mu_{xx} = \mu_{yy} = 1$. Portanto, para o CASO 2, os tensores permissividade e permeabilidade passam a ser representados por:

$$[\varepsilon] = \varepsilon_0 \begin{bmatrix} \varepsilon_r & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_r & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{eff} \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

$$[\mu] = \mu_0 \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \mu_{eff} \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

Para validação da análise realizada no capítulo 5, foram elaborados programas computacionais na linguagem *Fortran* utilizando essas variações descritas acima como dados de entrada, assim como dados de entrada do Ansoft HFSS® e as curvas foram traçadas com a utilização do *software* Matlab®.

6.1.2 Antena Retangular

A Figura 6.1 mostra o comportamento da frequência de ressonância, em função do comprimento do *patch*, com $w = 93$ mm e $h = 2$ cm, para um substrato metamaterial descrito em [35], onde o meio periódico é composto por um arranjo periódico de linhas de transmissão compostas por indutores e capacitores. O material é caracterizado com os tensores dados pelas equações (6.3) e (6.4) com $\epsilon_r = 3,38$, $\epsilon_{eff} = 9,8$ e $\mu_{eff} = 3,1$ para uma frequência de ressonância igual a 250 MHz. É possível observar que a antena ressoa em aproximadamente 250 MHz para comprimento $l = 93,0$ mm, e verifica-se que para as mesmas dimensões, os resultados medidos em [35] (representado pelo ponto vermelho na Figura 6.1) ressoa em aproximadamente 251 MHz, validando o método LTT utilizado na análise.

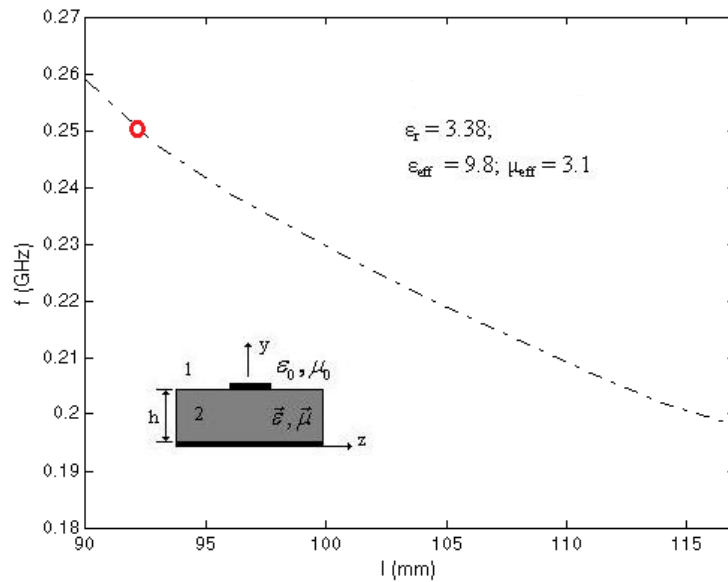


Figura 6.1 – Frequência de Ressonância em função do comprimento do *patch*. O ponto vermelho representa o resultado apresentado em [35].

6.1.3 CASO 1

Com os tensores dados por (6.5) e (6.6), valores efetivos para permissividade e permeabilidade do metamaterial obtidos por [35] e valores obtidos por [26] para materiais com bianisotropia uniaxial, pode-se extrair os primeiros resultados considerados para o CASO 1.

É importante ressaltar que o índice de refração do meio bianisotrópico apresenta apenas valores efetivos, característica essa também inerente ao metamaterial [34].

A Figura 6.2 mostra o comportamento da frequência de ressonância, em função do comprimento l do *patch*, para um substrato dielétrico isotrópico e um substrato metamaterial, com $w = 93$ cm e $h = 0,127$ cm. Observa-se que à medida que aumenta a dimensão do comprimento do *patch*, a frequência de ressonância diminui, como esperado.

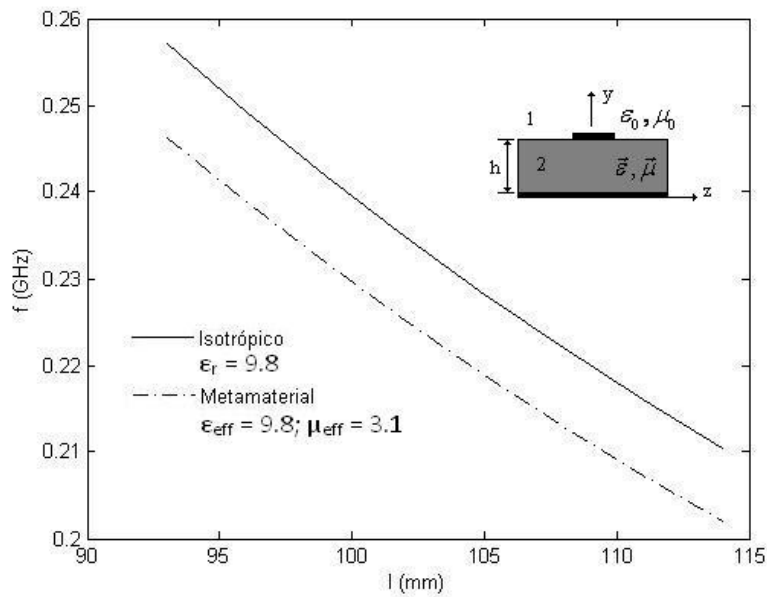


Figura 6.2 – Frequência de Ressonância em função do comprimento do patch para $\epsilon_r = 9.8$.

6.1.4 CASO 2

Para o CASO 2, a análise considera o valor da permissividade elétrica relativa, ϵ_r , do material dielétrico no qual o arranjo periódico de elementos metálicos é embutido. Logo o tensor passa a ser caracterizado por (6.7) e (6.8).

A antena de microfitas com patch quadrado está impressa sobre uma camada de substrato bianisotrópico com os seguintes valores: $\epsilon_r = 3,38$, $\epsilon_{eff} = 9,8$, $\mu_r = 1$ e $\mu_{eff} = 3,1$. Observa-se que ao contrário do anterior, CASO 1, os valores efetivos estão no mesmo eixo óptico, neste caso, ao longo do eixo z [26]. Esse tipo de caracterização é bastante utilizado [28], [34].

A Figura 6.3 apresenta o comportamento da frequência de ressonância em função da variação nas dimensões do comprimento do patch, com $w = 93$ mm e l variando de 90 a 115 mm. É possível observar que a antena com substrato isotrópico

apresenta maior frequência de ressonância quando comparada à antena com material bianisotrópico uniaxial, para uma determinada dimensão de *patch* e altura de substrato.

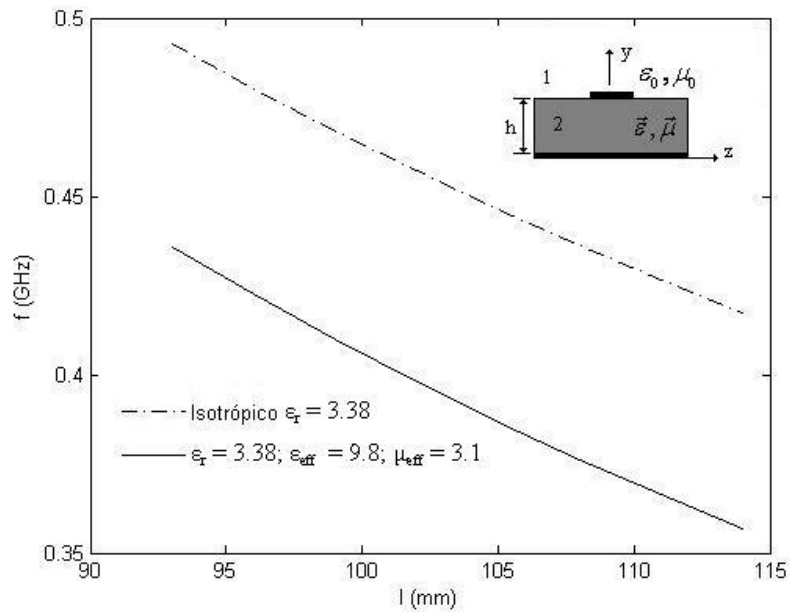


Figura 6.3 – Frequência de Ressonância em função do comprimento do *patch*.

6.1.5 Simulação usando o Ansoft HFSS® para antenas de microfita com substrato metamaterial

A Figura 6.4 mostra uma simulação de uma antena de microfita com substrato metamaterial do tipo *SRR* combinado com *TW*. A antena foi feita e simulada usando o software comercial Ansoft HFSS®. A estrutura do *SRR* está sobre um substrato com constante dielétrica de 4.4 e espessura de 1.0 mm e tem as seguintes dimensões: $r_1 = 3.3$ mm, $r_2 = 2.4$ mm, $G = 1.2$ mm, $D = 0.5$ mm e $S = 0.4$ mm como mostra a Figura 6.5. O *TW* tem um raio de $r = 1$ mm.

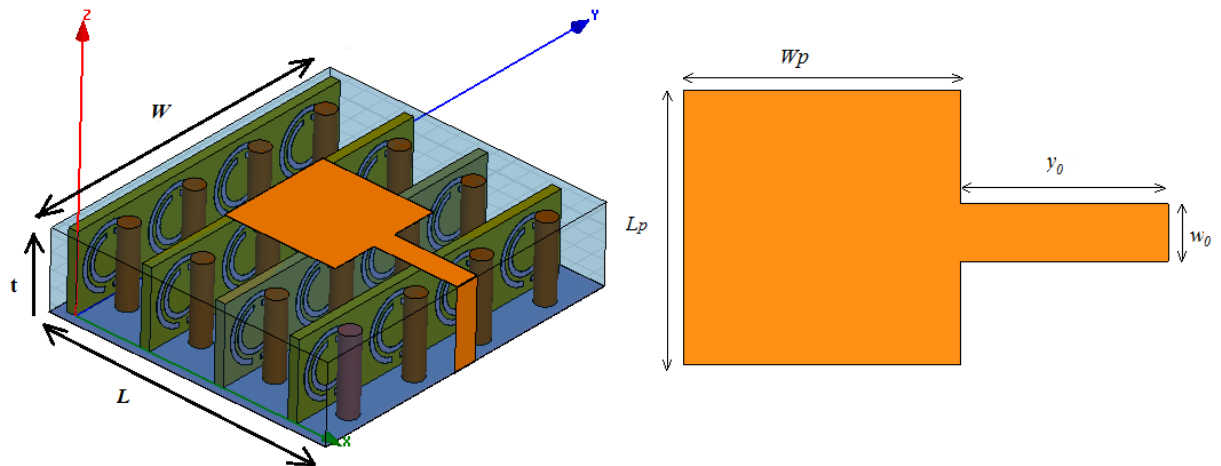


Figura 6.4 Antena de microfita com substrato metamaterial.

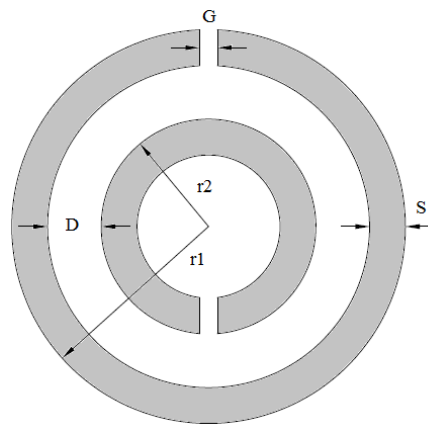


Figura 6.5. Geometria do SRR.

Para efeito de comparação foi feito uma simulação de uma antena convencional com substrato de fibra de vidro (FR-4) que possui constante dielétrica $\epsilon_r = 4.4$ e a com substrato metamaterial para a mesma frequência de ressonância. As dimensões usadas na antena com substrato metamaterial e a antena com substrato FR-4 podem ser vista na Tabela 6.1.

Tabela 6.1 Dimensões entre a antena convencional e metamaterial.

Dimensão (mm)	Antena FR-4	Antena metamaterial com SRR
W	45.5	34
L	42.5	30
W_p	41.5	12
L_p	31.5	12
y_o	9	8
w_o	3.0	2.5
t	1	8

Fisicamente, a substituição da antena com substrato convencional em FR-4 por uma com substrato metamaterial gerou fatores de redução da ordem de até 49% em sua

área, o que se torna uma grande vantagem para o uso de células metamateriais em equipamentos miniaturizados. Quanto ao aspecto eletromagnético a Figura 6.6 mostra um comparativo da perda de retorno entre as duas antenas, para uma faixa de frequência de 1 – 5 GHz.

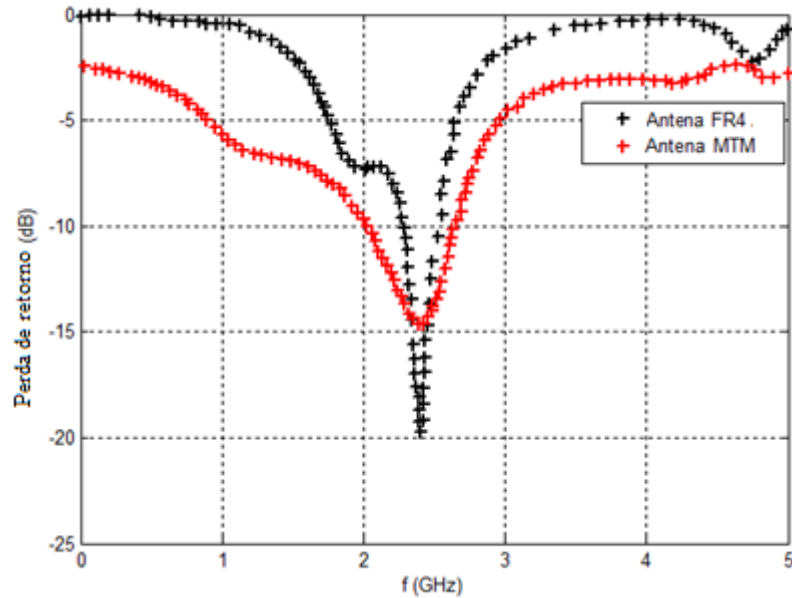


Figura 6.6. Comparativo da Perda de retorno entre antena com substrato FR-4 e substrato metamaterial.

A antena com substrato metamaterial apresenta um casamento de impedância significativamente inferior à do modelo construído em FR-4. Esse resultado já era esperado, dadas as perdas pelo *looping* de corrente nas espirais das células unitárias e devido às perdas capacitivas no uso de substratos mais espessos. Dessa forma, portanto, o uso de células metamateriais com altura (t) superior a 6 mm não é recomendado, uma vez que as perdas geradas se tornam cada vez maiores.

6.2 Antenas de Microfita com estruturas parasitas do tipo SRR

Interferência é um grande problema para os sistemas de comunicação UWB. O sistema de comunicação UWB ocupa uma faixa de frequência de 3,1 a 10,6 GHz, de acordo com a regulamentação implementada pela FCC, *Federal Communication Commission* [45]. O UWB é uma tecnologia promissora para a comunicação sem fio, pois permite alta velocidade em curtas distâncias em comunicações *indoor*, devido à baixa densidade espectral e altas taxas de dados. Geralmente a potência efetiva isotropicamente radiada (*EIRP – Effective Isotropic Radiated Power*) deve ser menor que -41,3 dBm/MHz entre 3,1 a 10,6 GHz [46].

Para estabelecer a comunicação entre dois nós, os transceptores exigem antenas UWB, de preferência, de tamanho pequeno e de baixo custo de fabricação [47]. O projeto de antenas UWB tem sido interesse de muitas pesquisas, especialmente durante os últimos anos. No entanto a banda UWB sobrepõe-se com os sistemas tradicionais de banda estreita como a banda WLAN (5.15-5.825 GHz). Para resolver este problema, é desejável a criação de antenas de banda ultra larga, com uma banda de rejeição característica, para minimizar a interferência em algum sistema de comunicação próximo. Para resolver este problema, várias tecnologias são utilizadas para projetar antenas UWB com bandas de rejeição, tais como fendas (*slots*), elementos parasitas, ressoadores, etc [48-50].

Inicialmente neste trabalho, um novo método foi implementado para adquirir a frequência de corte característica em uma antena monopolo. A banda de rejeição é conseguido através da inserção de um SRR convencional, que é magneticamente excitado através de um *patch* circular colocada no lado oposto do substrato dielétrico. A antena proposta cobre a faixa de frequência UWB comercial (3,6-9,2 GHz), rejeitando a banda limitada de (5,30-5,89 GHz) para evitar possíveis interferências [51].

6.2.1 Antena monopolo de banda ultra larga com *Split Ring Resonator* como filtro

Para esta investigação, uma monopolo antena circular foi escolhida como um ponto de partida. Uma antena monopolo é um tipo de antena de microfita, constituída por um *patch* condutor, depositado sobre um substrato dielétrico, que se encontram apoiados sobre o plano de terra truncado (monopolo), e otimizado em relação ao aumento da largura de banda, com a introdução de um recorte retangular. O substrato dielétrico é considerado isotrópico, como permissividade elétrica relativa ϵ_r e espessura t .

A antena utilizada como ponto de partida, consiste de um patch circular com um raio “ r ” que é alimentado por uma linha de microfita de $50\ \Omega$, de largura W_0 , depositado sobre um substrato dielétrico com uma altura “ a ” e largura “ b ”, apoiado por um plano de terra de altura “ h ” e “ g ” é o espaço entre o patch e o plano de terra. Um corte retangular de largura “ l ” é introduzido no plano de terra a fim de obter um aumento na largura de banda, como mostra a Figura 6.7.

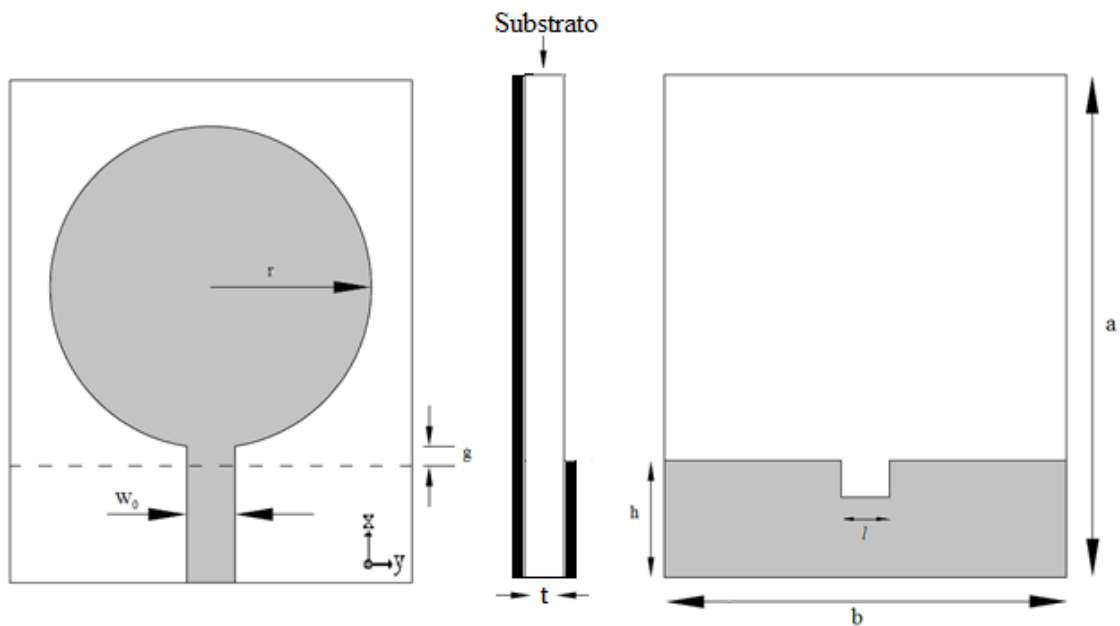


Figura 6.7. Antena monopolo de microfita com patch circular, a região cinza representa o material condutor.

Para a estrutura acima foi simulado no software comercial Ansoft HFSS® o parâmetro de espalhamento S_{11} (perda de retorno), como mostra a Figura 6.8. Na simulação foi utilizado como substrato a fibra de vidro FR-4 com constante dielétrica $\epsilon_r = 4.4$, uma tangente de perdas dielétricas de 0.02 e espessura $t = 1\text{ mm}$. Uma vez que a

antena foi adaptada, as seguintes dimensões foram determinados (ver Figura 6.7) $a = 25$ mm $b = 20$ mm, $r = 8$ mm, $h = 5,8$ mm e $W_0 = 2,4$ mm. A largura do corte retangular é $l = 2,4$ mm.

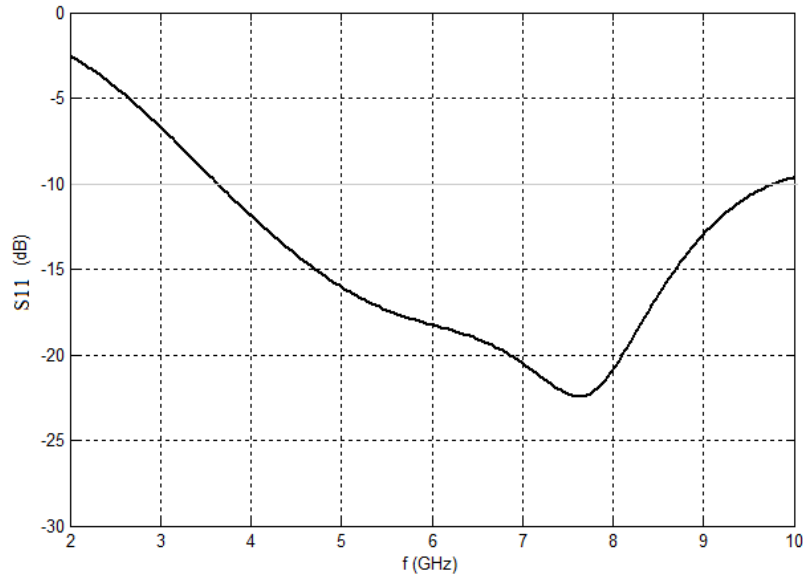


Figura 6.8. Perda de retorno para a antena monopolo de microfita com patch circular.

A largura de banda em que o S11 está abaixo de -10 dB vai de aproximadamente 3,6 a 9,9 GHz.

6.2.2 Split Ring Resonator (SRR)

A obtenção de magnetismo sem componentes magnéticas é conhecida cientificamente desde a década de 1940, graças ao trabalho de Friis e Shelkunoff [52], quando ele divulgou os famosos anéis de ressonância (*SRR – split ring resonator*). Além disso, o magnetismo artificial também pode ser encontrado em estruturas ordinárias, como em partículas de neve molhada, originando um comportamento diamagnético. De modo geral, para que haja um comportamento magnético artificial, é necessário um formato geométrico em que as correntes induzidas sejam distribuídas, de forma bastante uniforme, em espirais ou loops, produzindo, assim, um forte momento magnético.

Em 1999 Pendry *et al* [5] aumentou a resposta magnética dos materiais projetados artificialmente introduzindo elementos capacitivos na estrutura, os *SRRs*. O *SRR* exibe uma resposta magnética ressonante às ondas eletromagnéticas quando o vetor campo magnético $\vec{H}$ for paralelo ao eixo dos *SRRs*. Estes anéis (*SRRs*) podem ser construídos usando várias formas geométricas, onde cada anel pode ser visto como o

equivalente metamaterial de um átomo magnético. A Figura 6.9 exemplifica geometrias de partículas metálicas usadas na formação de *SRRs*.

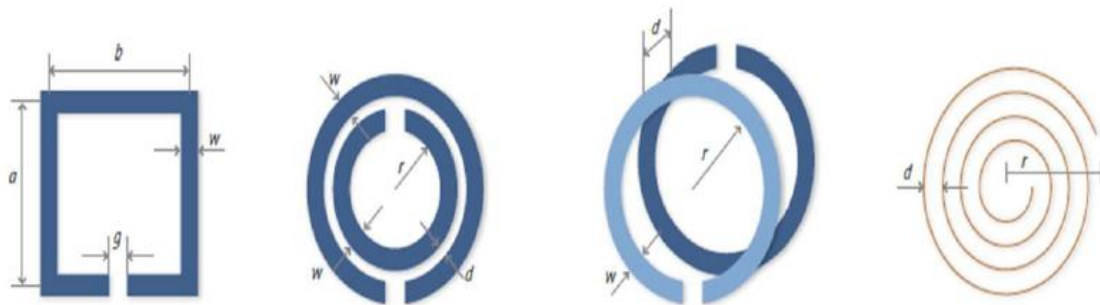


Figura 6.9. Forma de arranjo geométricos. Reproduzido de [25]

Neste trabalho o *SRR* é um par de anéis anulares concêntricos com aberturas em extremidades opostas. Os dois anéis são posicionados de forma que a abertura de cada anel é localizado no lado oposto ao do outro (ver Figura 6.5). Esta abertura controla a frequência de ressonância. A Figura 6.10 mostra a simulação do parâmetro *S* para uma célula básica de *SRR* usando o Ansoft HFSS[®]. O substrato usado nesta simulação foi o FR-4 com uma constante dielétrica de 4.4 e uma espessura de 1.0 mm. As dimensões do *SRR* para a frequência de ressonância de 5,5 GHz são obtidas como seguem: $r_1 = 5.5$ mm, $r_2 = 3.0$ mm, $W = 1.0$ mm, $D = 1.5$ mm e $G = 0.5$ mm [51].

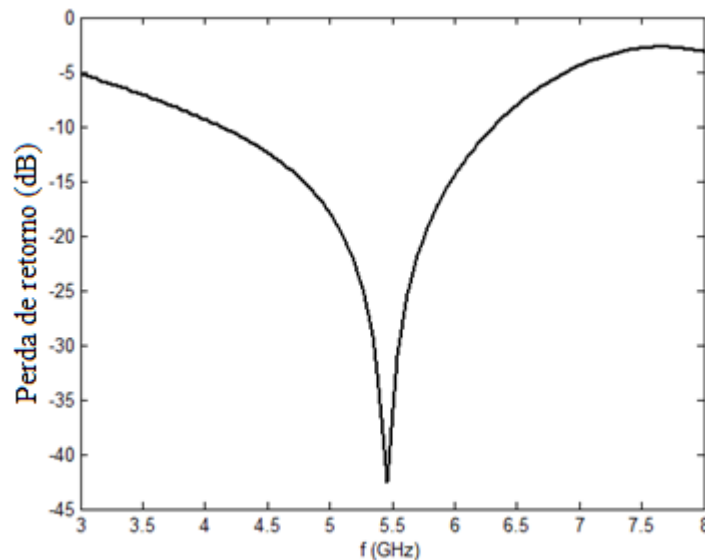


Figura 6.10. Perda de retorno para uma célula básica de *SRR*.

6.2.3 Simulações e Resultados experimentais

A antenna proposta consiste em uma antenna monopolo circular (ver Figura 6.7) com a inserção do *SRR* no plano de terra no lado oposto do *patch* condutor, a fim de obter a banda de rejeição, em que, a frequência de corte é centrada em 5,5 GHz (ver Figura 6.10). Logo o *SRR* foi dimensionado conforme mostrado na seção 6.2.2. A Figura 6.11 mostra a antenna monopolo UWB como o *SRR* como filtro, a fim de obter a banda de rejeição limitada de (5,30-5,89 GHz) para evitar possíveis interferências.

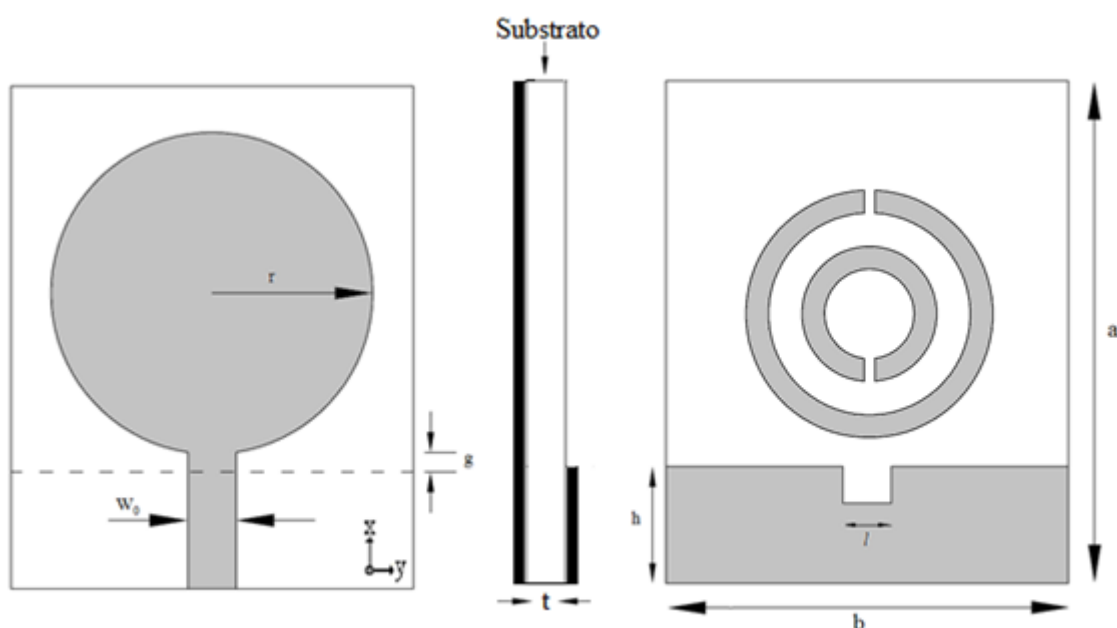


Figura 6.11. Antena UWB com *SRR*.

A antenna proposta foi investigada usando o Ansoft HFSS®. A Figura 6.12 mostra os resultados simulados da perda de retorno (S_{11}) para a antenna UWB proposta com e sem *SRR*. Claramente pode ser visto na Figura 6.12 que a banda de rejeição em torno de 5,5 GHz é obtida usando o *SRR*. É notório que a antenna proposta com *SRR* abrange a largura de banda de 3,6 a 9,2 GHz com uma banda de rejeição atuando de 5,3 a 5,8 GHz, que faz desta antenna uma candidata apropriada para o sistema de comunicação UWB, uma vez que esta antenna possui uma largura de banda de aproximadamente 6 GHz e a FCC definiu que o sinal UWB deve ocupar pelo menos 500 MHz em uma largura de banda de 7,5 GHz (3,1 GHz a 10,6 GHz).

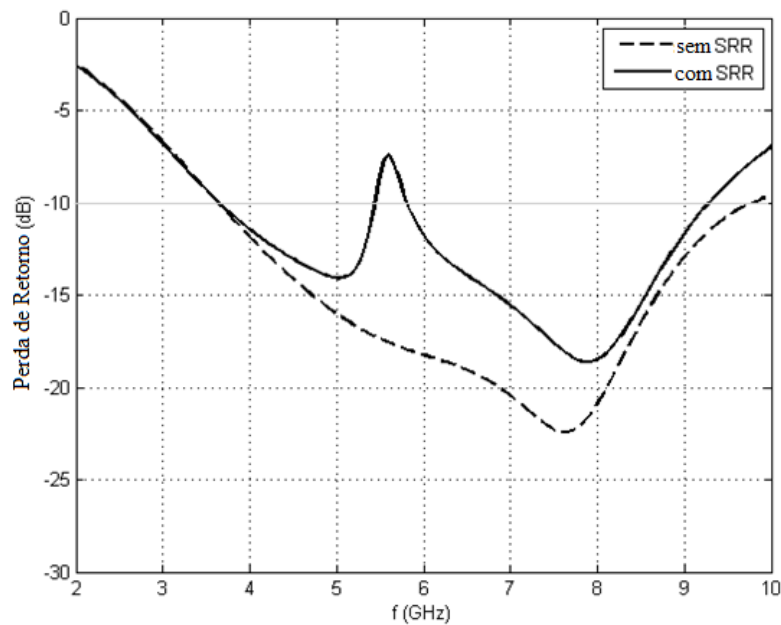


Figura 6.12. Resultados simulados da perda de retorno da antena UWB proposta com e sem o SRR.

Uma vez que a estrutura foi simulada a próxima etapa foi fabricá-la para efetuar as medições. A Figura 6.13 mostra a foto da antena proposta.

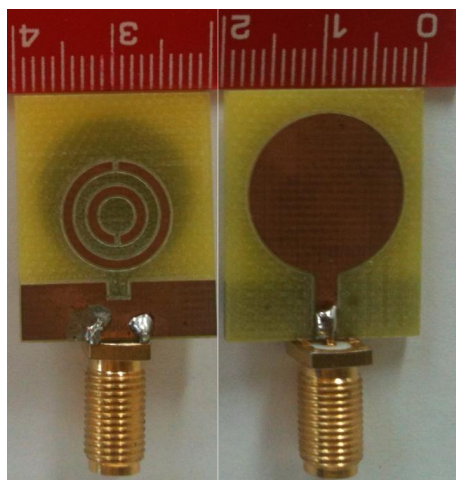


Figura 6.13. Foto da antena proposta.

Esta antena foi construída usando a prototipadora LPKF ProtoMat[®] S42, Figura 6.14, que é uma máquina de prototipagem de circuitos impressos de alta performance para várias aplicações. A ProtoMat[®] S42 possui uma precisão altíssima com um sistema de resolução na ordem de μm (micrometros).



Figura 6.14. Foto da prototipadora LPKF ProtoMat[®] S42.

Depois de fabricada a antena pode-se verificar a performance da antena experimentalmente, comparando os resultados simulado com o medido. A Figura 6.15 mostra a comparação da perda de retorno entre os resultados medido e simulado da antena UWB proposta.

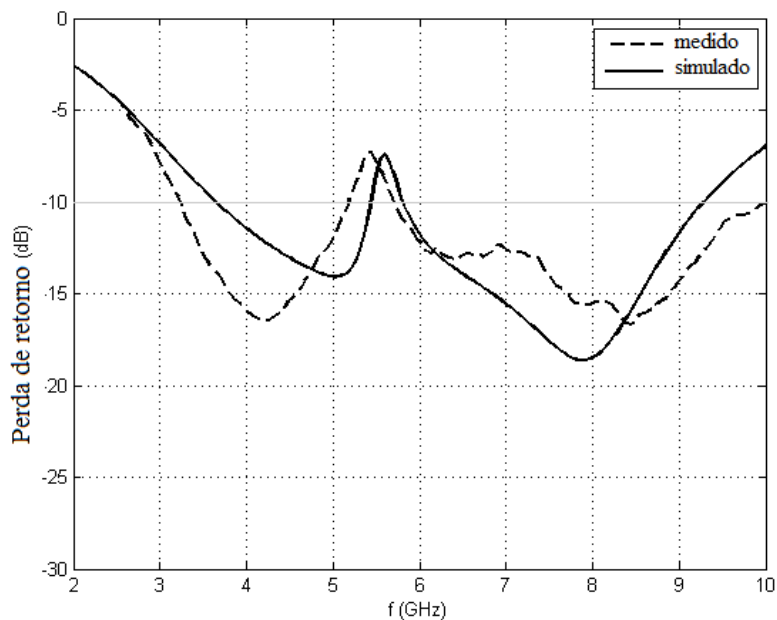


Figura 6.15. Comparação da perda de retorno simulado e medido da antena proposta.

Esta comparação mostra uma boa concordância entre os resultados medido e simulado. Diferença entre essas duas curvas são provavelmente devido ao desalinhamento dos dois lados durante o processo de fabricação.

A distribuição da densidade de corrente para a frequência de corte (5,5 GHz) da antena UWB proposta é examinada, como mostra a Figura 6.16. É notável que a distribuição da superfície de corrente concentra-se principalmente no *SRR* localizada na parte inferior da antena (região do plano de terra).

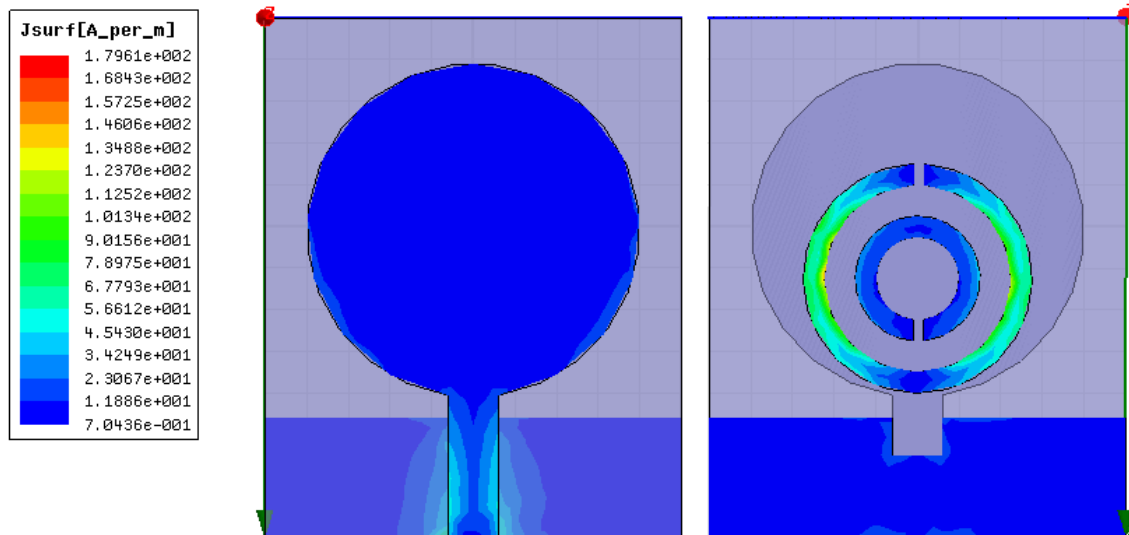


Figura 6.16. Distribuição da densidade de corrente da antena proposta.

Em seguida os diagramas de radiação em 2D e 3D no plano E (vermelho) e plano H (azul), para 5 GHz, 5,8 GHz (máximo valor de rejeição) e 7,8 GHz, foram simulados, conforme mostra a Figura 6.17. É visto que a antena proposta possui diagramas de radiação omnidirecional no plano H (plano x-z) e quase omnidirecional no plano E (plano y-z). Também pode-se observar na Figura 6.17 que a antena possui um ganho baixo, sendo esta um protótipo apropriado para aplicação em equipamentos de comunicação sem fio UWB, como esperado.

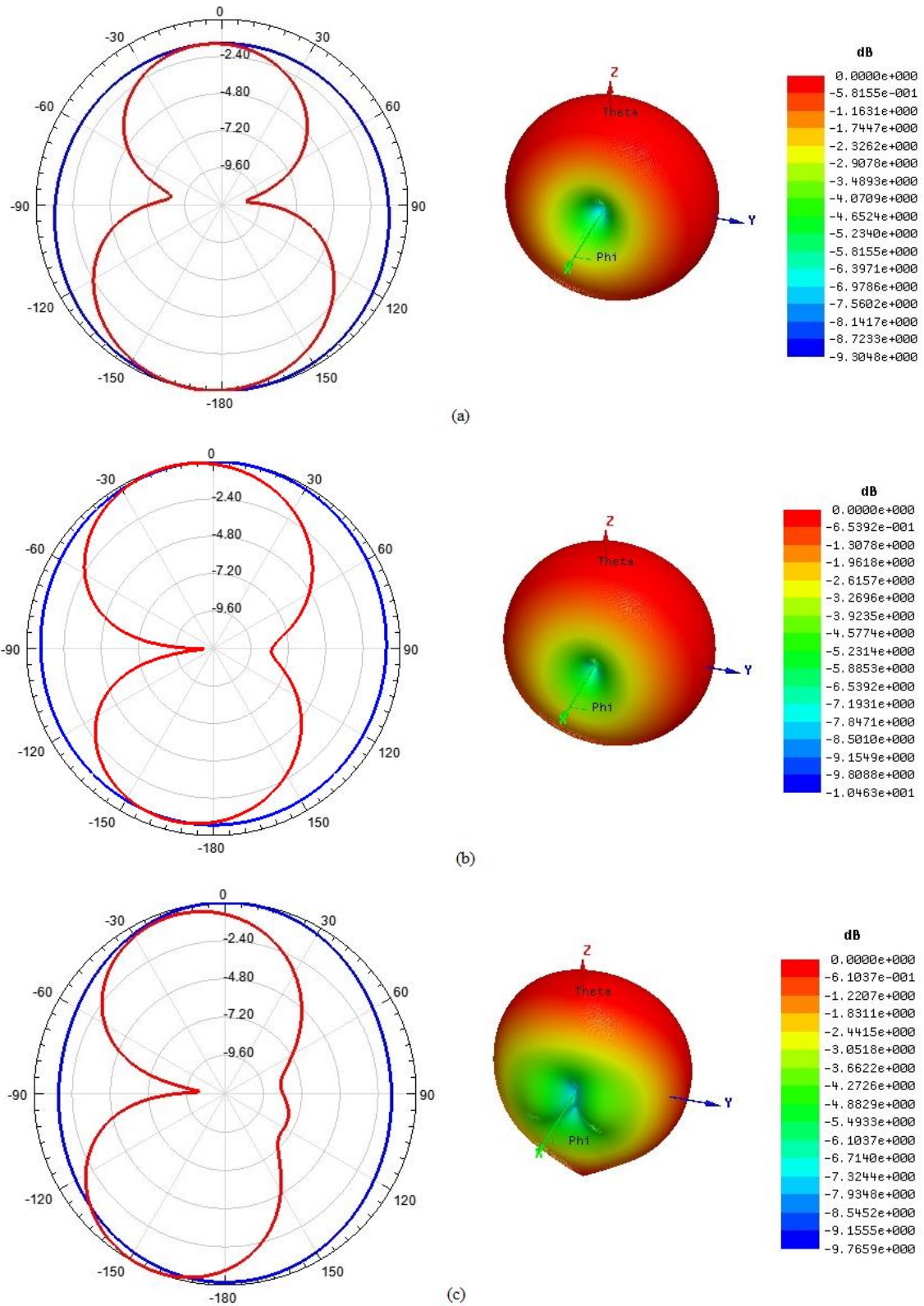


Figura 6.17. Resultados simulados dos diagramas de radiação em 2D e 3D do plano E (vermelho) e plano H (azul) para: (a) 5 GHz, (b) 5,8 GHz, (c) 7,8 GHz.

6.3 Projeto de uma antena de Microfita com patch quadrado usando *Spiral Loop Resonator* com duas bandas de corte para aplicações em sistemas UWB

Nesta seção uma nova configuração de uma antena de microfita com duas bandas de corte para sistemas de comunicação UWB é proposta. A antena é uma otimização de uma antena de microfita com patch quadrado com uma abertura (*slot*) circular no plano de terra. Um tipo metálico de ressonador de loop em espiral (*Metallic-Type Spiral Loop Resonator* - *MTSLR*) é inserido dentro da abertura circular paralelo ao elemento radiador (patch) no lado oposto do substrato dielétrico para obter as características de aplicação em sistemas UWB com uma dupla banda de corte.

6.3.1 Projeto da antena proposta

A geometria da antena proposta é mostrado na Figura 6.18. A antena foi construída em um substrato dielétrico RT DUROID 6006 de 30 (L) x 30 (W) mm² e 1,27 mm de espessura, com uma constante dielétrica $\epsilon_r = 6,15$ e uma tangente de perdas $\tan \delta = 0,0027$ localizado paralelo ao plano x-y e centrado na origem do sistema de coordenadas cartesiano (x, y, z). Uma abertura circular de raio $R = 13,5$ mm é inserido no centro do plano de terra. Um patch quadrado de $l = 12,0$ mm conectado a uma linha de microfita de 50Ω com largura $w_f = 3,0$ mm, e comprimento $l_f = 3,0$ mm, é localizado sobre o substrato. Para implementar a banda de corte dupla, um MTSLR é inserido não concêntrico dentro da abertura circular do plano de terra, paralelo ao patch como mostra a Figura 6.18. Esta configuração acarreta um alto acoplamento magnético entre o patch e o loop em espiral durante a ressonância. Há uma capacitância distribuída entre as voltas da espiral, e a interação entre a indutância e capacitância espiral faz com que surja o comportamento ressonante [53]. A presença dos anéis leva a uma permeabilidade negativa efetiva numa banda estreita acima ressonância, onde a propagação de sinal é inibida. Depois os parâmetros S de uma célula básica do ressonador alimentado por uma linha de microfita de 50Ω é simulado inicialmente a fim de obter as dimensões do SLR para a frequência de corte observada. [54-55]. As dimensões do MTSLR foram obtidas a partir dos seguintes valores: $l_x = 12,0$ mm, $l_y = 11,0$ mm e $G = 1$ mm.

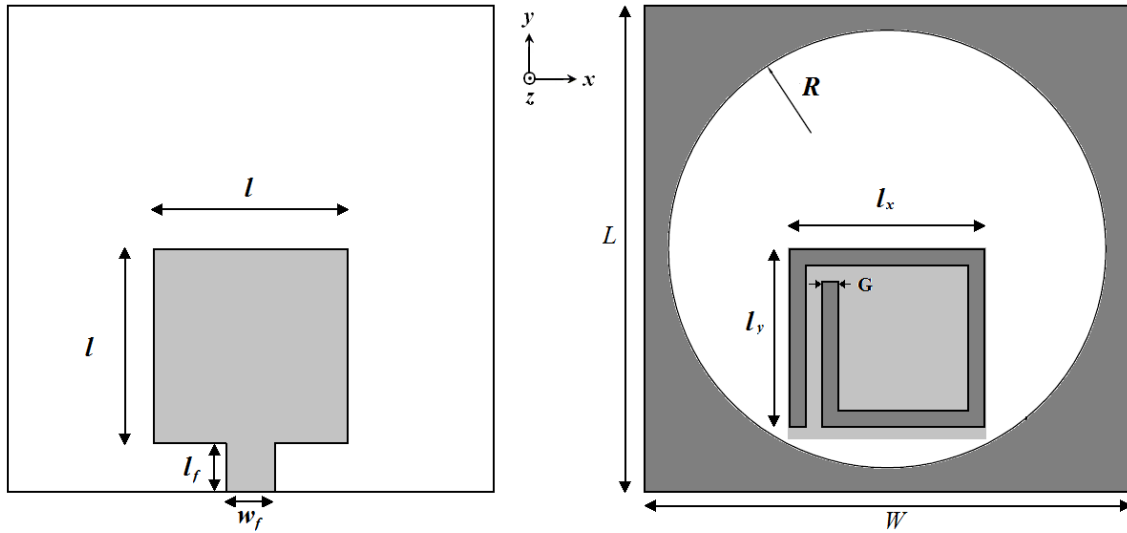


Figura 6.18. Geometria da antena UWB com banda de corte dupla proposta.

6.3.2 Parâmetros analisados

Resultados simulados dos parâmetros analisados são obtidos, usando o software comercial Ansoft HFSS®, que é baseado no método dos elementos finitos. Inicialmente, o efeito do *MTSLR* integrado ao projeto da antena é investigado. A Figura 6.19 mostra os resultados simulados da perda de retorno para a antena UWB proposta com e sem *MTSLR*. Os parâmetros da antena são: : $R = 13,5$ mm, $l = 12,0$ mm, $l_f = w_f = 3,0$ mm, $l_x = 12,0$ mm, $l_y = 11,0$ mm, e $G = 1$ mm. É notável que a antena proposta com o *MTSLR* cobre a largura de banda de 3,2 a 10,6 GHz enquanto rejeita (4,20 – 4,8 GHz) para banda C e (7,5 – 10 GHz) para banda X, que faz esta antena uma candidata apropriada ao sistema de comunicação UWB conforme definição descrita na seção 6.2.

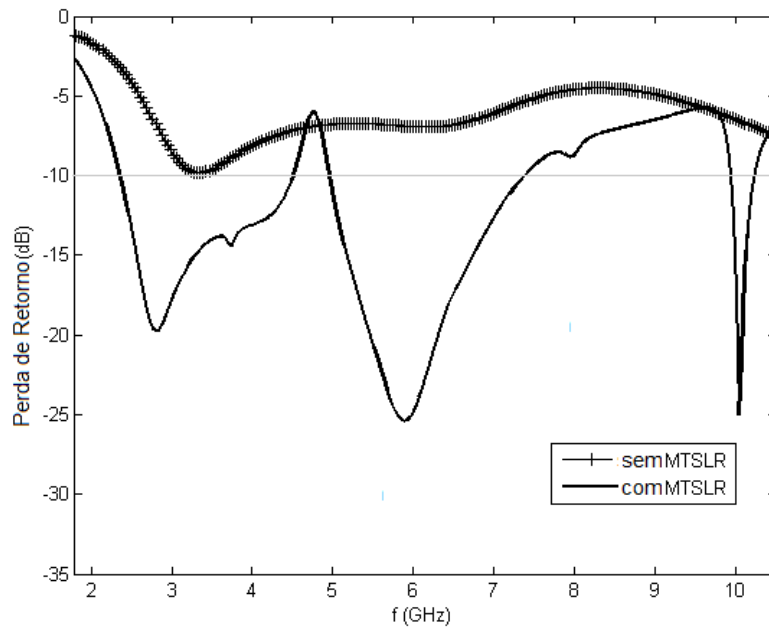


Figura 6.19. Resultado da perda de retorno da antena proposta com e sem *MTSLR* (os parâmetros da antena são: $R = 13,5$ mm, $l = 12,0$ mm, $l_f = w_f = 3,0$ mm, $l_x = 12,0$ mm, $l_y = 11,0$ mm, e $G = 0,1$ mm).

Segundo, os efeitos dos parâmetros geométricos da antena proposta são investigados. A Figura 6.20 mostra o efeito da variação do raio R da abertura circular sobre a perda de retorno em função da frequência. É visto na figura que a maior largura de banda é obtida para $R = 13,5$ mm, que se estende de 2,5 até 10 GHz com algumas bandas de corte. Além disso, para o $R = 13,5$ mm, quando $l = 12,0$ mm (que o patch é tangente à borda da abertura do plano de terra) a perda de retorno comprova o comportamento UWB.

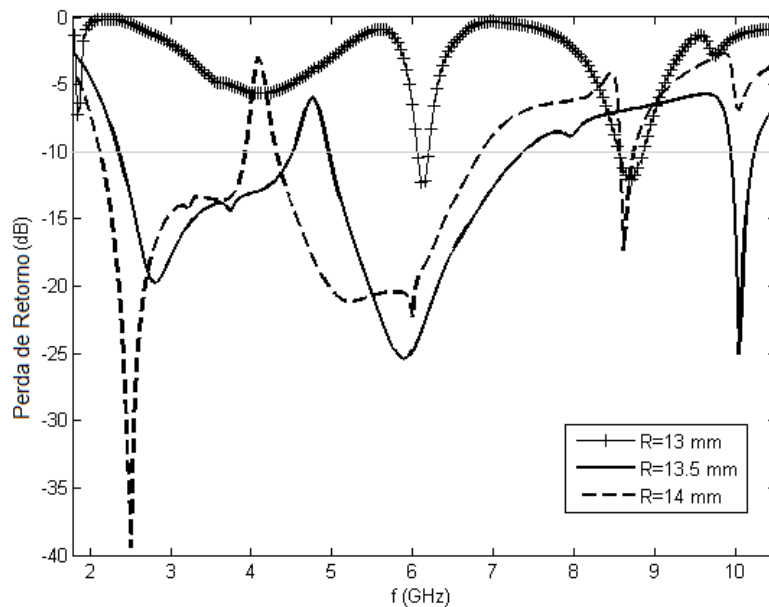


Figura 6.20. Resultado da perda de retorno da antena proposta para diferentes valores do raio R da abertura circular.

Desde que a linha de alimentação é um fator chave para o controle da impedância consequentemente da largura de banda, os parâmetros da linha de alimentação, comprimento l_f e largura w_f , tem alto impacto na performance da antena. Resultados simulados da perda de retorno com diferentes valores de w_f são analisados, como mostra a Figura 6.21. Os resultados foram obtidos com $R = 13,5$ mm e $l_f = 3$ mm. Para $w_f = 3,0$ mm obtêm-se os melhores valores para a largura de banda como mostra a Figura 6.21.

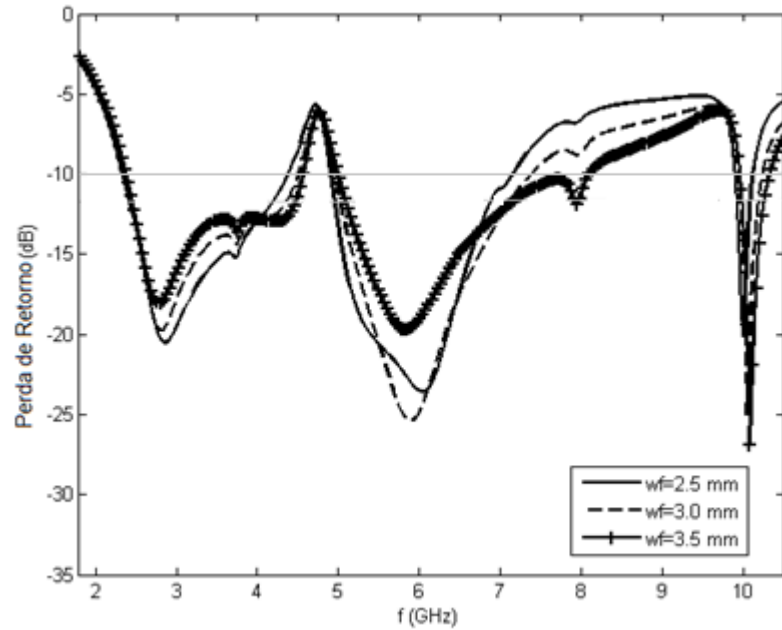


Figura 6.21. Resultado da perda de retorno da antena proposta para diferentes valores do largura w_f da linha de alimentação de microfitas, com $l_f = 3,0$ mm e $R = 13,5$ mm.

6.3.3 Resultados e Discussões

Após a simulação, os parâmetros otimizados da antenna proposta com o MTSLR foram obtidos. Os parâmetros geométricos da antenna são: $R = 13,5$ mm, $l = 12,0$ mm, $l_f = w_f = 3,0$ mm, $l_x = 12,0$ mm, $l_y = 11,0$ mm, e $G = 1$ mm. Nesta seção a performance da antenna é estudada. A antenna UWB com abertura circular com banda dupla de corte foi fabricada usando a técnica da foto-litografia como mostra a Figura 6.22.



Figura 6.22. Fotografia da antenna proposta.

A perda de retorno foi medida usando o analisador de rede vetorial Rohde & Schwarz modelo ZVB14, com varredura de frequência de 700 MHz a 18 GHz como mostra a Figura 6.23.



Figura 6.23. Analisador de rede vetorial, Rohde & Schwarz modelo ZVB14.

Então para verificar a performance da antena a estrutura foi medida e o resultado medido foi comparado com o simulado. A Figura 6.24 mostra a comparação dos valores da perda de retorno para a antena UWB proposta.

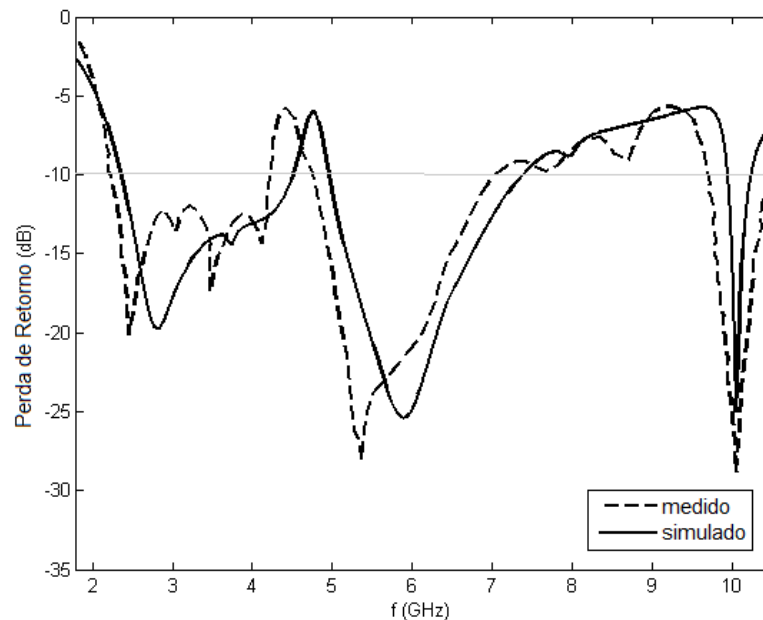


Figura 6.24. Comparação entre os resultados simulados e medidos da antena UWB proposta.

Esta comparação mostra uma boa concordância entre os valores medido e simulado da perda de retorno. Diferenças entre essas duas curvas se dão provavelmente pelo desalinhamento entre os dois lados durante o processo de fabricação, além de imprecisões nas dimensões.

O valor medido da impedância de entrada para a linha de microfita é de 52,625 Ω , como mostra a Figura 6.25.

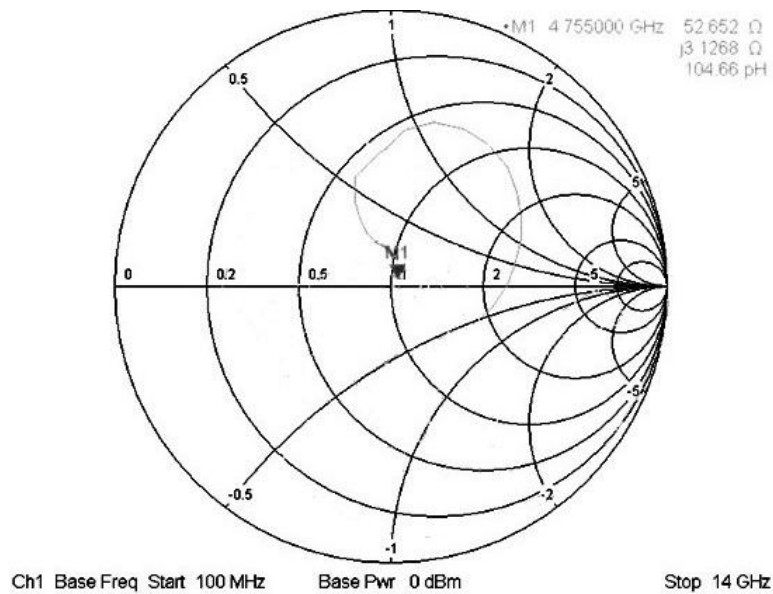


Figura 6.25. Valor medido da impedância de entrada na carta de Smith.

Os diagramas de radiação em 2D e 3D no plano E ($\varphi = 0^\circ$) e plano H ($\varphi = 90^\circ$), para 4,4 GHz e 6,8 GHz (máximo valor de rejeição), foram simulados, conforme mostra a Figura 6.26. É visto que a antenna proposta possui diagramas de radiação omnidirecional no plano H (plano x-z) e quase omnidirecional no plano E (plano y-z). Também pode-se observar na Figura 6.17 que a antenna possui um ganho baixo, sendo esta um protótipo apropriado para aplicação em equipamentos de comunicação sem fio UWB, como esperado. Esta observação demonstra a eficácia da introdução do *MTSLR* na abertura circular plano de terra.

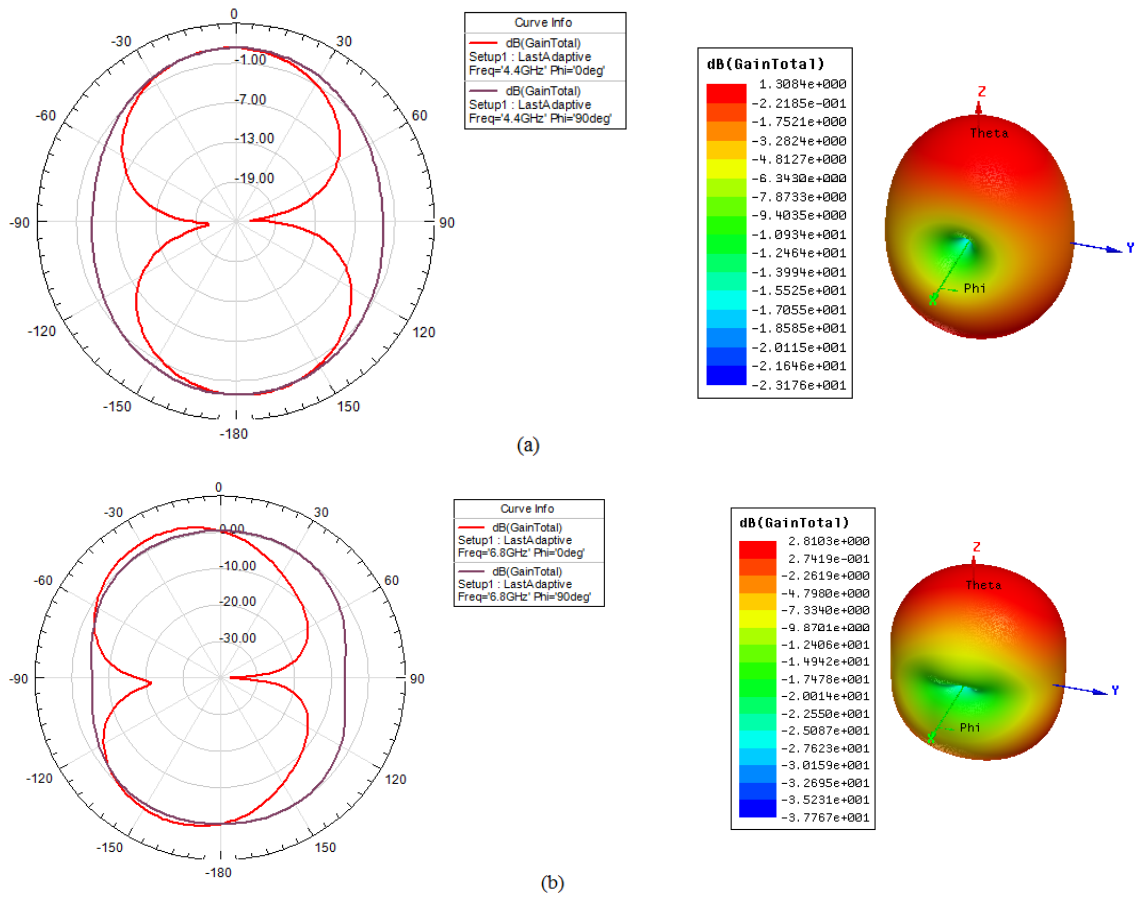


Figura 6.26. Diagramas de radiação em 2D e 3D do plano E e plano H para a antena proposta, (a) 4,4 GHz. (b) 6,8 GHz.

Capítulo 7

Modelagem e Análise dos Resultados para Arranjos de Antenas

Um arranjo de fase de antenas é constituído por um numero limitado de antenas idênticas e associa os sinais induzidos nessas antenas para formar a saída do arranjo. Cada antena do arranjo recebe o nome de elemento do arranjo. A direção onde o ganho do arranjo será o máximo possível e controlada pelo ajuste da fase do sinal nos diferentes elementos. A fase induzida nos vários elementos e ajustada de forma que os sinais em uma determinada direção, na qual se deseja máximo ganho, são somados em fase. Isso resulta em um ganho do arranjo, que é aproximadamente a soma dos ganhos individuais dos elementos naquela direção.

Em estruturas simples (apenas um elemento radiador), verifica-se que certas características como: ganho, diretividade e largura de feixe de meia-potência nem sempre são adequadas para aplicações práticas. Alternativamente, usa-se arranjos para solucionar tais problemas. [56-57].

Nesta secção serão descritos os arranjos de fase em configurações geométricas lineares e planares. No arranjo linear seus elementos radiadores estão dispostos ao longo de uma linha, enquanto que, no arranjo planar seus elementos estão dispostos em uma malha retangular. Em todos os casos os elementos são constituídos do mesmo material e possuem espaçamento constante entre os elementos adjacentes.

7.1 Arranjos Linear

A Figura 7.1 mostra um arranjo linear de N elementos em um campo distante de fontes isotrópicas ao longo do eixo “z”.

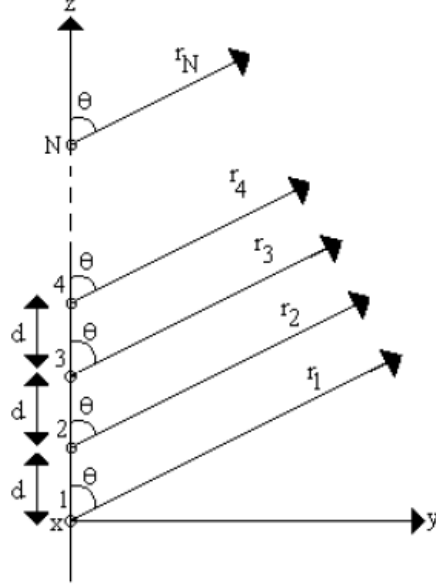


Figura 7.1. Geometria de um arranjo linear de N elementos.

O fator de arranjo pode ser obtido considerando os elementos como uma fonte pontual, sendo determinado por [23]:

$$FA = 1 + e^{+j(kd \cos \theta + \beta)} + e^{+j2(kd \cos \theta + \beta)} + \dots + e^{+j(N-1)(kd \cos \theta + \beta)} \quad (7.1)$$

Na qual pode ser escrita da seguinte forma:

$$FA = \sum_{n=1}^N e^{+j(N-1)(kd \cos \theta + \beta)} \quad (7.2)$$

A equação (7.2) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$FA = \sum_{n=1}^N e^{+j(N-1)\psi} \quad (7.3)$$

Onde,

$$\psi = kd \cos \theta + \beta \quad (7.4)$$

Multiplicando-se ambos os lados da equação (7.3) por $e^{j\psi}$, obtém-se:

$$FAe^{j\psi} = e^{j\psi} + e^{j2\psi} + e^{j3\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi} + e^{jN\psi} \quad (7.5)$$

Subtraindo (7.3) de (7.5), obtém-se,

$$FA(e^{j\psi} - 1) = (-1 + e^{jN\psi}) \quad (7.6)$$

que também pode ser escrito como:

$$\begin{aligned} FA &= \frac{(e^{jN\psi} - 1)}{(e^{j\psi} - 1)} = e^{j[(N-1)/2]\psi} \left[\frac{e^{j(N/2)\psi} - e^{-j(N/2)\psi}}{e^{j(1/2)\psi} - e^{-j(1/2)\psi}} \right] \\ &= e^{j[(N-1)/2]\psi} \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \end{aligned} \quad (7.7)$$

Se for tomado como referência um ponto localizado no centro físico do arranjo, o fator de arranjo pode ser reduzido para:

$$FA = \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (7.8)$$

Para valores pequenos de ψ , obtém-se:

$$FA = \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\left(\frac{\psi}{2}\right)} \right] \quad (7.9)$$

Realizando-se uma normalização em relação ao número máximo de elementos do arranjo, as equações (7.8) e (5.9) podem ser apresentadas da seguinte forma:

$$FA_n = \frac{1}{N} \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (7.10)$$

e

$$FA_n = \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\left(\frac{N\psi}{2}\right)} \right] \quad (7.11)$$

7.1.1 Fase e Espaçamento Entre os Elementos em um Arranjo Linear

Em um arranjo de fase, a máxima radiação pode ser orientada em qualquer direção. Assumindo que a máxima radiação do arranjo é necessária para ângulos θ_0 variando de 0° a 180° , a fase de excitação β entre os elementos deve ser ajustada, tal que:

$$\psi = kd \cos(\theta) + \beta \Big|_{\theta=\theta_0} \quad (7.12)$$

Resultando em:

$$\beta = -kd \cos \theta_0 \quad (7.13)$$

ou

$$\theta_0 = \cos^{-1}\left(\frac{\beta}{kd}\right) \quad (7.14)$$

A variação da fase β irá mudar θ_0 , causando um deslocamento no feixe. Este mecanismo é a base do arranjo de fase em antenas, como mostra a Figura 7.2. A variação na fase é realizada por deslocadores de fase (*phase shifters*), conectados em cada um dos elementos que compõe o arranjo.

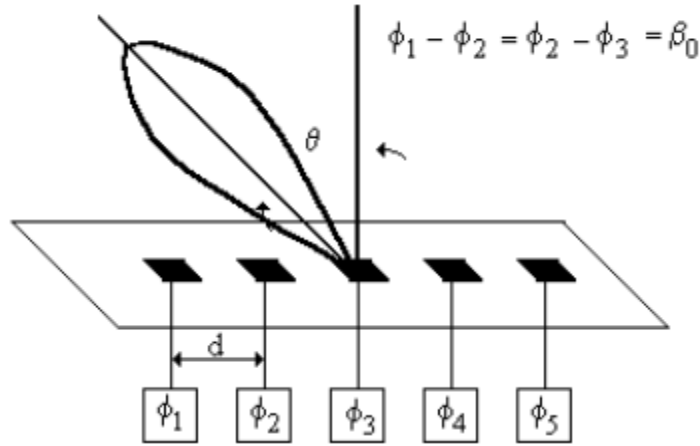


Figura 7.2. Arranjo de fase em uma antena.

Quando as correntes que alimentam os elementos estão em fase e com igual amplitude, resultará em um feixe na direção broadside (arranjo cujos elementos contribuem com campos de igual amplitude e fase).

O fator de arranjo da equação (7.2) pode ser escrito em termos da variável $v = \cos\theta$:

$$FA = \sum_{n=1}^{N-1} e^{+jNkd(v-v_0)} \quad (7.15)$$

onde a direção de maior radiação v_0 é relacionada com a diferença de fase $\Delta\psi$ por $\Delta\psi = -kdv_0$.

$FA(v)$ e $FA(\theta)$ são relacionados ponto-a-ponto na região $|v| \leq 1$, que é referida como a região visível do espaço correspondente a ângulos reais de θ . Também se nota que $FA(v)$ é uma função periódica de v de período [23]:

$$\frac{2\pi}{kd} = \frac{1}{d/\lambda} = \frac{\lambda}{d} \quad (7.16)$$

e que a equação (7.15) está na forma da representação da série de Fourier. O máximo de $FA(v)$ ocorre sempre que o argumento da equação (7.15) é múltiplo de $2i\pi$;

$$kd(v-v_0) = 2i\pi \quad (7.17)$$

ou

$$v_i - v_0 = \frac{i}{d/\lambda} \quad (7.18)$$

Sendo $i = 0, \pm 1, \pm 2 \dots$,

Quando $v_i = v_0$ ou $i = 0$ ocorre, o máximo geralmente refere-se como lóbulo principal e os outros máximos são conhecidos como lóbulos secundários. No projeto de arranjos de fase, é necessário que os lóbulos secundários sejam eliminados ou minimizados. Este lóbulo reduz a potência do lóbulo principal, diminuindo o ganho da antena. O espaçamento d entre os elementos deve ser escolhido de forma a evitar lóbulos de grade na região visível do espaço. Quando o lóbulo principal está em uma direção v_0 , o lóbulo de grade mais próximo da região visível do espaço é localizado por [12], [23]:

$$v_i - v_0 = -\frac{1}{d/\lambda} \quad (7.19)$$

O lóbulo de grade apenas aparecerá no espaço visível quando $v_0 - 1/(d/\lambda) \leq -1$, desta forma o critério para o espaçamento entre os elementos em termos do maior ângulo de radiação θ_{0max} é [23]:

$$\frac{d}{\lambda} \prec \frac{1}{1 + \sin|\theta_{0max}|} \quad (7.20)$$

7.1.2 Arranjo de antenas linear de três elementos com substrato convencional (FR-4) e substrato metamaterial

Esta seção mostra os resultados simulados usando o software comercial Ansoft HFSS[®] para os arranjos lineares das antenas de microfitas com espaçamento iguais entre os elementos para um arranjo sobre substrato convencional (FR-4) e um arranjo sobre substrato metamaterial. Para a mesma frequência de ressonância foi projetado os arranjos de antenas lineares com FR-4 e com metamaterial como substrato como mostra a Figura 7.3 (a) e (b) respectivamente.

Na Figura 7.3 (a) o arranjo utiliza um substrato FR-4 com constante dielétrica $\epsilon_r = 4,4$, comprimento = 60,0 mm, largura = 50,0 mm, a espessura do substrato = 1.54 mm, com um *patch* condutor de largura e espessura de 10 mm, conectados por uma linha de fita de 8 mm de comprimento e 2 mm de largura. Na Figura 7.3 (b) o arranjo utiliza um substrato metamaterial (combinação de *SRR* e *TW*) , com um comprimento de 40,0 mm, uma largura de 34 mm, e espessura de 8 mm, o *patch* condutor do arranjo possui largura e espessura de 8 mm. Fisicamente, a substituição da do substrato convencional em FR-4 por uma com substrato metamaterial neste arranjo linear gerou fatores de redução em sua área, assim como na antena comum mostrado na seção 6.1.5.

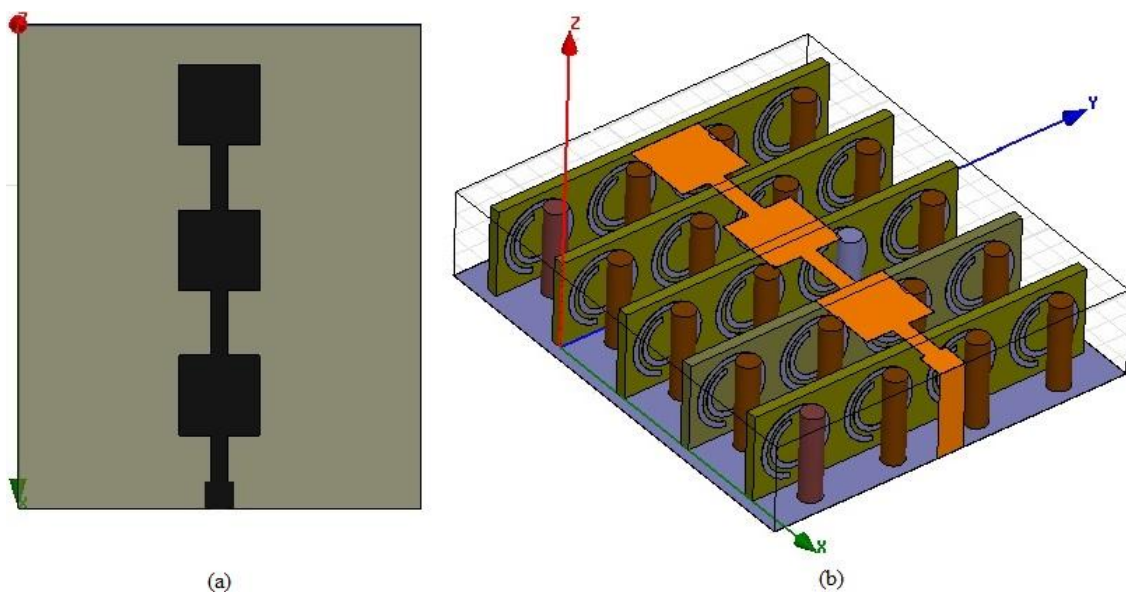


Figura 7.3. Arranjo Linear de uma antena de microfita com 3 elementos. (a) com substrato FR-4. (b) com substrato metamaterial.

A Figura 7.4 mostra uma comparação da perda de retorno entre os arranjos mostrados na Figura 7.3 para uma faixa de frequência de 4 - 8 GHz. O arranjo com substrato metamaterial apresenta um casamento de impedância significativamente inferior à do modelo construído em FR-4, porém percebe-se claramente um aumento significativo na largura de banda, assim como também em seu diagrama de radiação como será mostrado nas Figuras seguintes, instigando assim o uso e a pesquisa dos substratos metamateriais em antenas e arranjos de antenas para aplicações específicas.

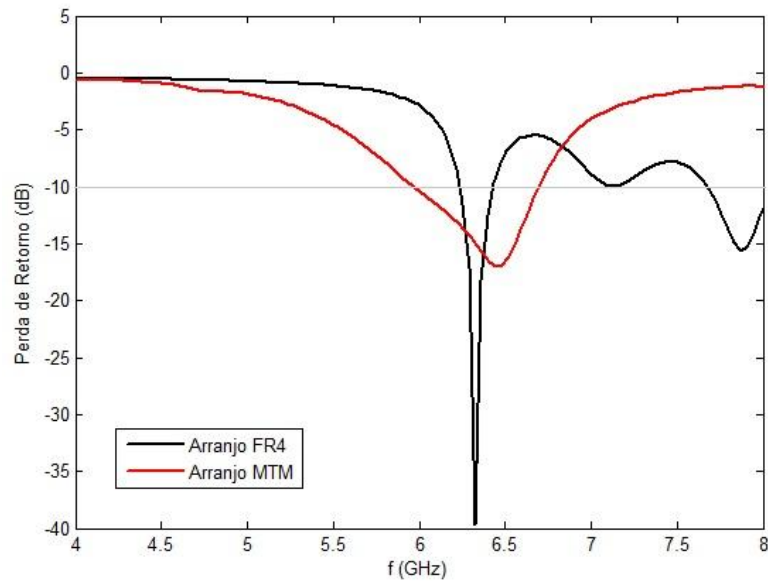


Figura 7.4. Comparativo da Perda de retorno entre o arranjo linear com substrato FR-4 e substrato metamaterial.

As Figuras 7.5 e 7.6 mostram os diagramas de radiação em 2D e 3D para o arranjo linear com substrato FR-4 respectivamente. Na Figura 7.5 o plano E está representado na cor vermelha e o plano H está sendo representado pela cor azul.

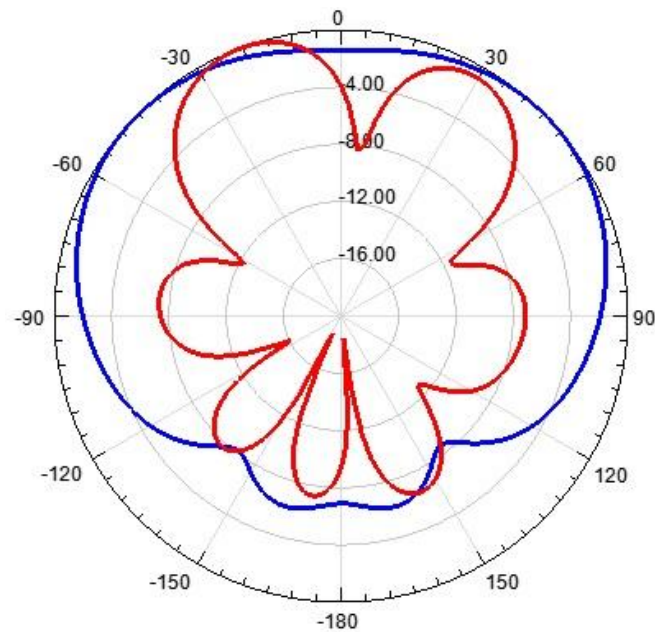


Figura 7.5. Diagrama de radiação 2D para um arranjo linear com substrato FR-4.

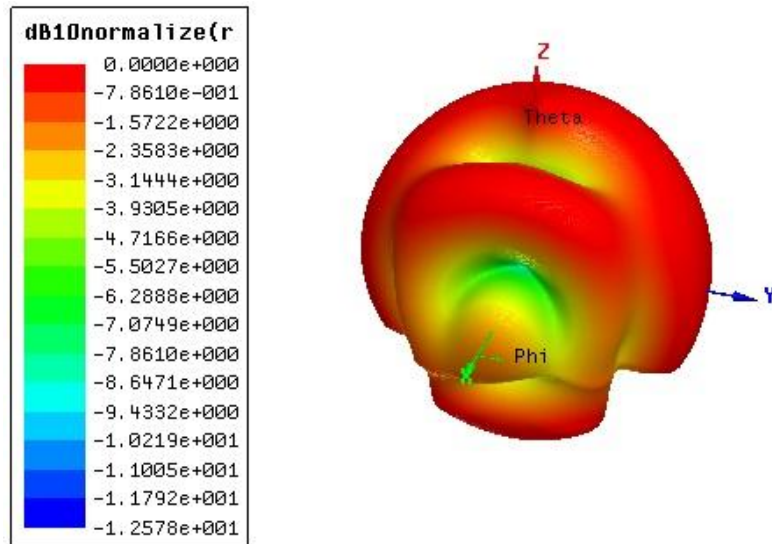


Figura 7.6. Diagrama de radiação 3D para um arranjo linear com substrato FR-4.

As Figuras 7.7 e 7.8 mostram os diagramas de radiação em 2D e 3D para o arranjo linear com substrato metamaterial. Podemos perceber que para o arranjo linear com substrato metamaterial, há uma eliminação dos lóbulos secundários aumentando assim a diretividade da antena e fazendo com que sua distribuição se aproxime mais de um diagrama omnidirecional.

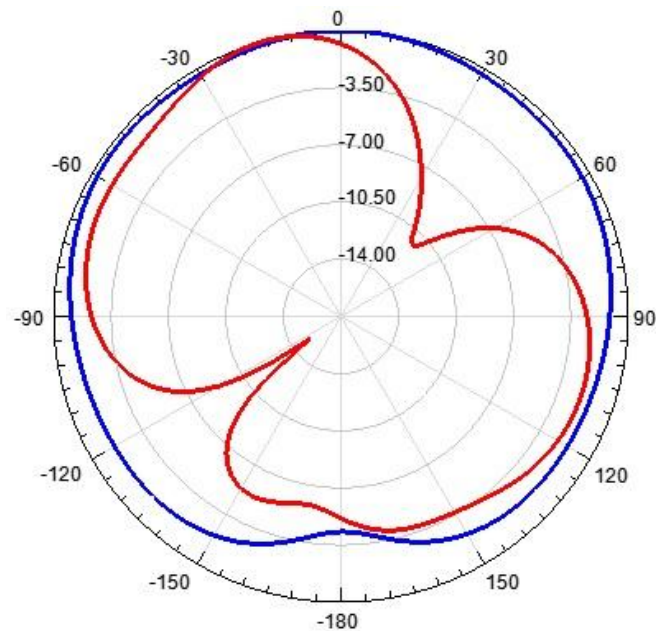


Figura 7.5. Diagrama de radiação 2D para um arranjo linear com substrato metamaterial.

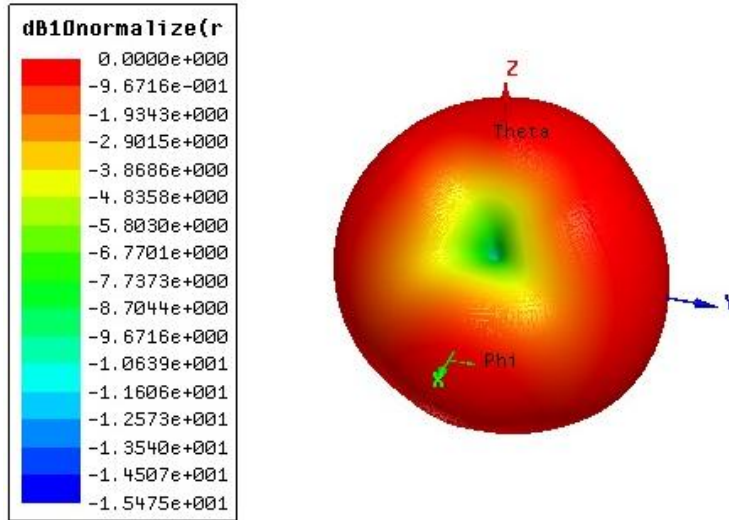


Figura 7.8. Diagrama de radiação 3D para um arranjo linear com substrato metamaterial.

7.2 Arranjos Planares

Para obtermos ângulos de radiação em duas dimensões, deve ser usado um arranjo planar de elementos radiadores. Para uma disposição em um *grid* retangular, o elemento (m,n) -ésimo é localizado por $x_m=md_x$ e $y_n=nd_y$. Devido suas características geométricas, os arranjos planares apresentam maiores simetrias em seus campos radiados.

Se M elementos são posicionados ao longo do eixo “ x ” como ilustrado na Figura 7.9, o fator de arranjo é dado por [23]:

$$FA = \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(kd_x \sin\theta \cos\phi + \beta_x)} \quad (7.21)$$

sendo I_{m1} o coeficiente de excitação de cada elemento. O espaçamento e o deslocamento de fase entre os elementos ao longo do eixo “ x ” são representados, respectivamente, por d_x e β_x .

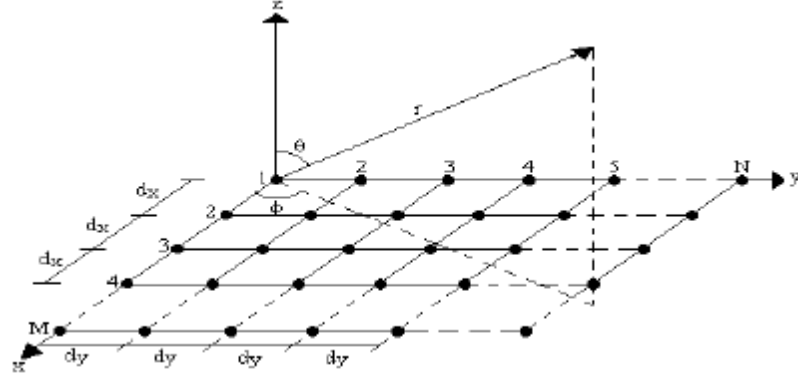


Figura 7.9. Geometria de um arranjo planar de NxM elementos.

Conforme a Figura 7.9, observa-se que N elementos são dispostos ao longo do eixo “y”, sendo d_y a distância entre eles e β_y o deslocamento de fase. Desta forma, o fator de arranjo pode ser calculado assumindo o vetor contribuição de cada elemento do arranjo em cada ponto no espaço.

$$FA = \sum_{n=1}^N I_{n_1} \left[I_{m_1} e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)} \right] e^{j(n-1)(kd_y \sin \theta \cos \phi + \beta_y)} \quad (7.22)$$

ou

$$FA = S_{xm} \times S_{yn} \quad (7.23)$$

Sendo:

$$S_{xm} = \sum_{n=1}^M I_{m_1} e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)} \quad (7.24)$$

$$S_{yn} = \sum_{n=1}^N I_{n_1} e^{j(n-1)(kd_y \sin \theta \cos \phi + \beta_y)} \quad (7.25)$$

As equações (7.24) e (7.25) mostram que o fator de arranjo de um arranjo planar é o produto dos fatores nas direções “x” e “y”.

Se as amplitudes dos coeficientes de excitação dos elementos do arranjo na direção “y” são proporcionais em relação aqueles na direção “x”, a amplitude do (m,n)-éssimo pode ser escrita como:

$$I_{mn} = I_{m1} \cdot I_{n1} \quad (7.26)$$

Considerando a excitação de amplitude uniforme, a excitação total poderá ser definida por $I_{mn}=I_0$. Logo, o fator de arranjo será expresso como:

$$FA = I_0 \sum_{m=1}^M e^{j(m-1)(kd_x \sin\theta \cos\phi + \beta_x)} \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kd_y \sin\theta \cos\phi + \beta_y)} \quad (7.27)$$

Normalizando-se (7.27), obtém-se [23]:

$$FA = \left\{ \frac{1}{M} \frac{\sin\left(\frac{M}{2}\psi_x\right)}{\sin\left(\frac{\psi_x}{2}\right)} \right\} \left\{ \frac{1}{N} \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi_y\right)}{\sin\left(\frac{\psi_y}{2}\right)} \right\} \quad (7.28)$$

Sendo:

$$\psi_x = kd_x \sin\theta \cos\phi + \beta_x \quad (7.29)$$

$$\psi_y = kd_y \sin\theta \cos\phi + \beta_y \quad (7.30)$$

7.2.1 Fase e Espaçamento Entre os Elementos em um Arranjo Planar

Em um arranjo planar, o lóbulo principal ($m=n=0$) e os secundários são orientados a partir de:

$$kd_x \sin\theta \cos\phi + \beta_x = \pm 2m\pi \quad m = 0,1,2, \dots \quad (7.31)$$

$$kd_y \sin\theta \cos\phi + \beta_y = \pm 2n\pi \quad n = 0,1,2, \dots \quad (7.32)$$

As fases β_x e β_y são independentes, ou seja, os seus valores podem ser diferentes. Quando se deseja máxima radiação em uma certa localização $\theta = \theta_0$ e $\phi = \phi_0$, a variação da fase progressiva entre os elementos nas direções “x” e “y” é definida por [11]:

$$\beta_x = -kd_x \text{sen}\theta_0 \cos\phi_0 \quad (7.33)$$

$$\beta_y = -kd_y \text{sen}\theta_0 \cos\phi_0 \quad (7.34)$$

O lóbulo principal e os lóbulos secundários podem ser localizados por:

$$kd_x (\text{sen}\theta \cos\phi - \text{sen}\theta_0 \cos\phi_0) = \pm 2m\pi \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (7.35)$$

$$kd_y (\text{sen}\theta \text{sen}\phi - \text{sen}\theta_0 \text{sen}\phi_0) = \pm 2n\pi \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (7.36)$$

Ou:

$$\text{sen}\theta \cos\phi - \text{sen}\theta_0 \cos\phi_0 = \pm \frac{m\lambda}{d_x} \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (7.37)$$

$$\text{sen}\theta \text{sen}\phi - \text{sen}\theta_0 \text{sen}\phi_0 = \pm \frac{n\lambda}{d_y} \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (7.38)$$

Manipulando-se, simultaneamente, as equações (7.37) e (7.38) obtém-se [11]:

$$\phi = \tan^{-1} \left[\frac{\text{sen}\theta_0 \text{sen}\phi_0 \pm \frac{n\lambda}{d_y}}{\text{sen}\theta_0 \cos\phi_0 \pm \frac{m\lambda}{d_x}} \right] \quad (7.39)$$

e

$$\theta = \text{sen}^{-1} \left[\frac{\text{sen}\theta_0 \cos\phi_0 \pm \frac{m\lambda}{d_x}}{\cos\phi} \right] = \text{sen}^{-1} \left[\frac{\text{sen}\theta_0 \text{sen}\phi_0 \pm \frac{n\lambda}{d_y}}{\text{sen}\phi} \right] \quad (7.40)$$

O número de lóbulos de grade que podem ser projetados no espaço visível depende dos parâmetros d_x / λ e d_y / λ . Para evitar formação de lóbulos de grade no espaço visível, definido por [23]:

$$\cos^2 a_x + \cos^2 a_y = 1 \quad (7.41)$$

Sendo:

$$\cos a_x = \text{sen}\theta \cos \phi \quad (7.42)$$

$$\cos a_y = \text{sen}\theta \text{sen}\phi \quad (7.43)$$

o espaçamento entre os elementos d_x / λ e d_y / λ deve ser escolhido de forma que ocorra apenas um máximo do fator de arranjo. Esse ajuste de parâmetro é de forma similar ao apresentado para os arranjos lineares, sendo, portanto definidos por [23]:

$$\frac{d_x}{\lambda} < \frac{1}{1 + \text{sen}\theta_{0\max}} \quad (7.44)$$

$$\frac{d_y}{\lambda} < \frac{1}{1 + \text{sen}\theta_{0\max}} \quad (7.45)$$

7.2.1 Arranjo de antenas planares de nove elementos (3x3) com substrato convencional (FR-4) e substrato metamaterial

Esta seção mostra os resultados simulados usando o software comercial Ansoft HFSS[®] para os arranjos planar das antenas de microfita com nove elementos (3x3) para um arranjo sobre substrato convencional (FR-4) e um arranjo sobre substrato metamaterial. Para a mesma frequência de ressonância foi projetado os arranjos de antenas lineares com FR-4 e com metamaterial como substrato como mostra a Figura 7.10 (a) e (b) respectivamente.

Na Figura 7.10 (a) o arranjo utiliza um substrato FR-4 com constante dielétrica $\epsilon_r = 4,4$, comprimento = 60,0 mm, largura = 50,0 mm, a espessura do substrato = 1.54 mm, com um *patch* condutor de largura e espessura de 10 mm. Na Figura 7.10 (b) o arranjo utiliza um substrato metamaterial (combinação de *SRR* e *TW*) , com um comprimento de 40,0 mm, uma largura de 34 mm, e espessura de 8 mm, o *patch* condutor do arranjo possui largura e espessura de 8 mm. Fisicamente, a substituição da do substrato convencional em FR-4 por uma com substrato metamaterial neste arranjo linear gerou fatores de redução em sua área, assim como na antena comum mostrado na seção 6.1.5.

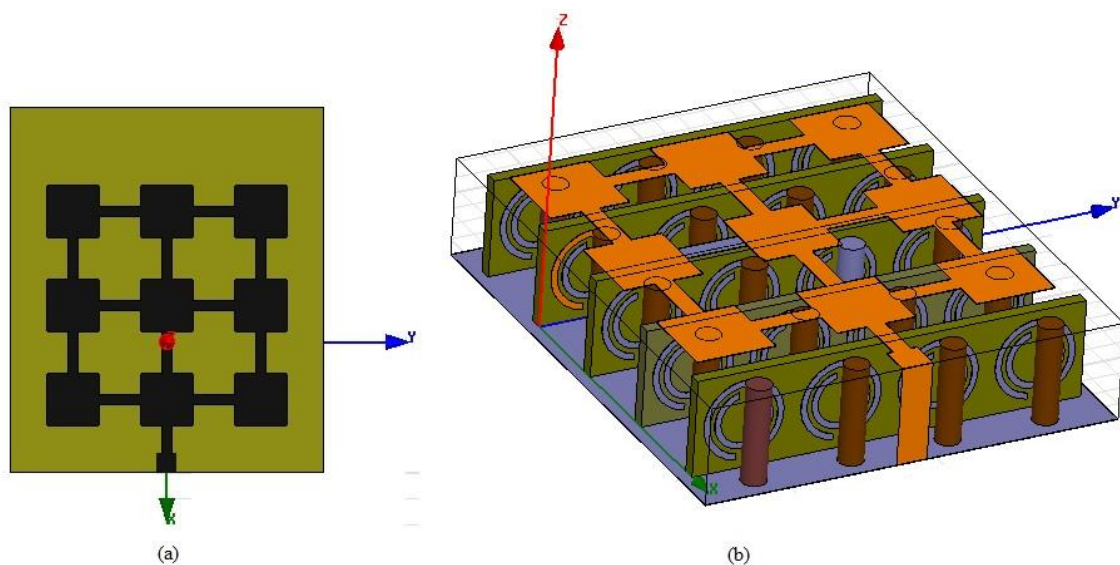


Figura 7.10. Arranjo planar de uma antena de microfita com 9 elementos (3x3). (a) com substrato FR-4. (b) com substrato metamaterial.

A Figura 7.11 mostra uma comparação da perda de retorno entre os arranjos mostrados na Figura 7.10 para uma faixa de frequência de 2 - 10 GHz. Em ambos os arranjos temos uma resposta em ressonância multibanda. Através desses resultados, podemos constatar que a introdução do substrato metamaterial melhorou a resposta em frequência do arranjo, bem como a largura de banda, com quase todos os valores oscilando abaixo de -10 dB na faixa de 6 a 10 GHz.

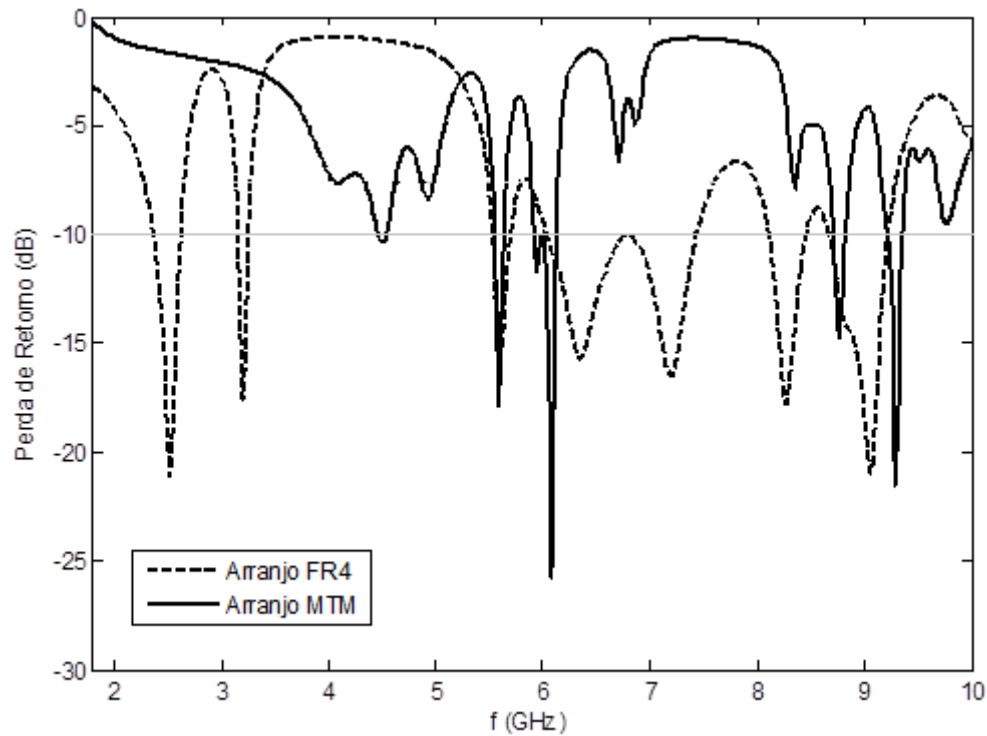


Figura 7.11. Comparativo da Perda de retorno entre o arranjo planar com substrato FR-4 e substrato metamaterial.

As Figuras 7.12 e 7.13 mostram os diagramas de radiação em 2D e 3D para o arranjo planar com substrato FR-4 respectivamente. Na Figura 7.12 o plano E está representado na cor vermelha e o plano H está sendo representado pela cor azul. Os diagramas foram obtidos na frequência de 7,5 GHz, para os planos: E (elevação, com θ variando e $\varphi = 0^\circ$) e H (azimutal, com φ variando e $\theta = 90^\circ$)

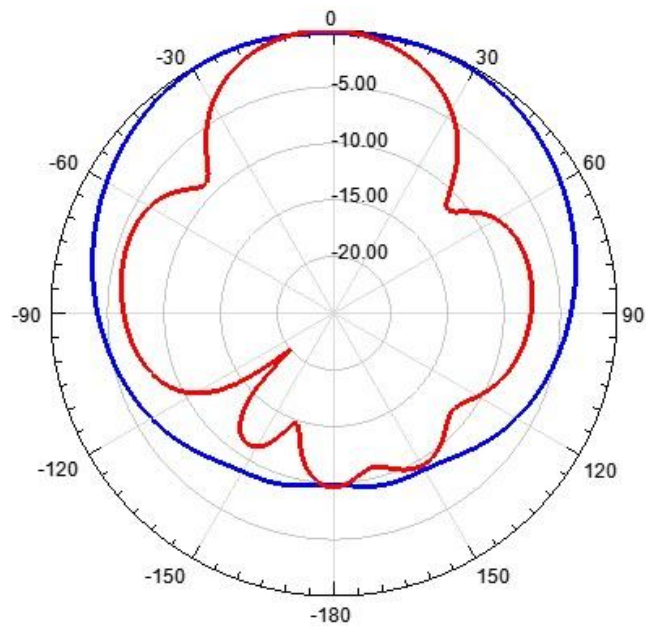


Figura 7.12. Diagrama de radiação 2D para um arranjo planar com 9 elementos com substrato FR-4.

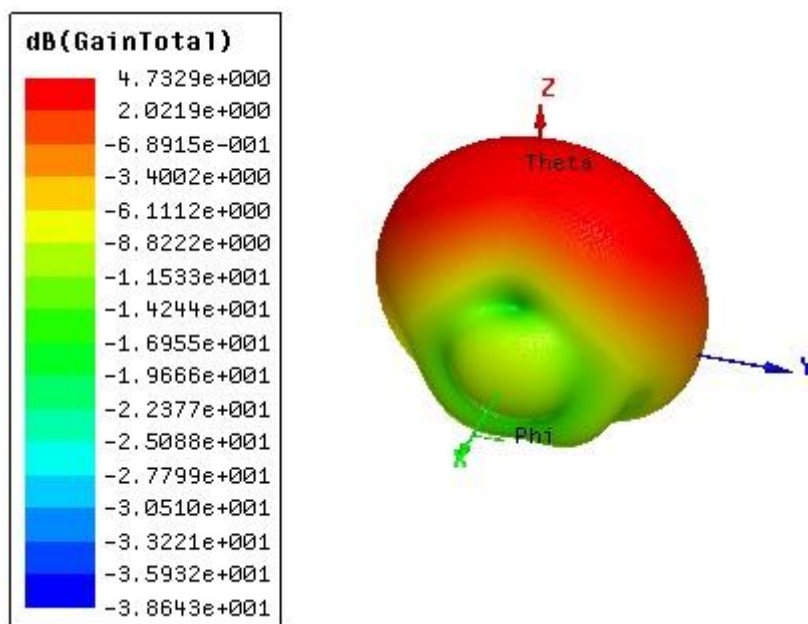


Figura 7.13. Diagrama de radiação 3D para um arranjo planar com 9 elementos com substrato FR-4.

As Figuras 7.14 e 7.15 mostram os diagramas de radiação em 2D e 3D para o arranjo planar com substrato metamaterial. Podemos perceber que para o arranjo planar com substrato metamaterial, o digrama possui uma característica *broadside*.

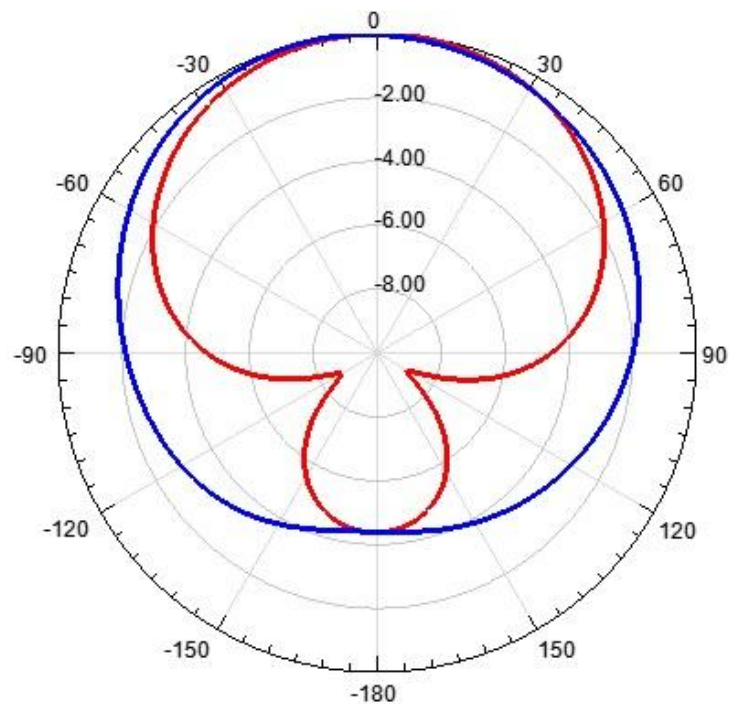


Figura 7.14. Diagrama de radiação 2D para um arranjo planar com 9 elementos com substrato metamaterial.

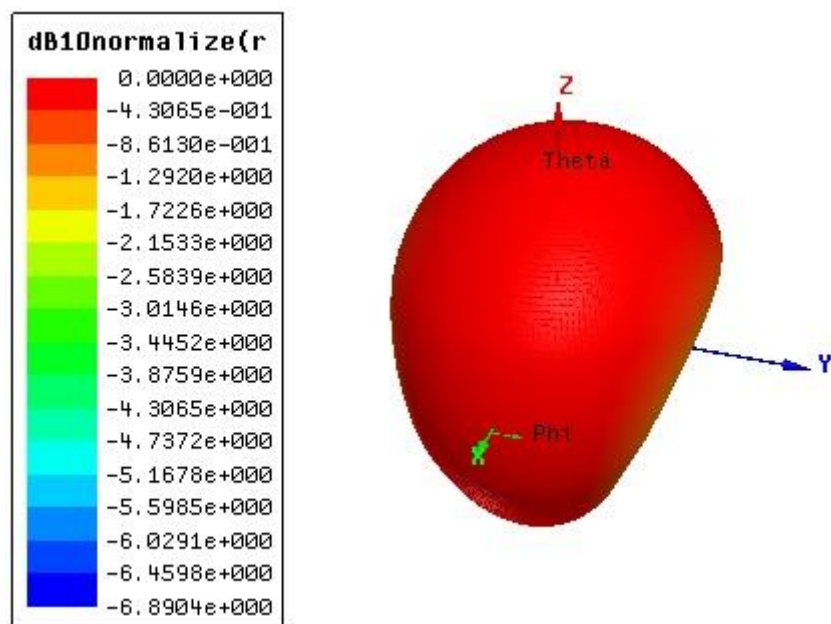


Figura 7.15. Diagrama de radiação 3D para um arranjo planar com 9 elementos com substrato metamaterial.

Capítulo 8

Conclusões

Nesta tese, foram apresentadas antenas de microfita do tipo *patch* retangular, na qual uma análise teórica e numérica das características ressonantes desta antena através de um formalismo rigoroso de onda completa, utilizando metamateriais como substratos, com sua respectiva bianisotropia magnético-dielétrica, assim como do tipo *patch* circular e quadrada para aplicações em sistema de comunicações UWB usando configurações de anéis de ressonância (*SRR* e *SRL*) como elementos parasitas a fim de melhorar a performance destas antenas no que diz respeito a interferência com alguns sistemas de comunicações de banda estreita.

Num primeiro momento a antena foi modelada através do método da Linha de Transmissão Transversa – LTT no domínio da transformada de Fourier em combinação com o método de Galerkin. Assim, foi necessário desenvolver uma teoria aplicada ao caso do metamaterial com o objetivo de obter-se as equações gerais de campos eletromagnéticos no domínio espectral. Em seguida, as equações gerais de campos foram aplicadas à estrutura em estudo juntamente com condições de contorno adequadas para obtenção das soluções eletromagnéticas. Funções de base adequadas à estrutura foram aplicadas juntamente com o método dos momentos para obter-se os campos tangenciais à fita e a frequência de ressonância complexa da antena. Obtivemos resultados numérico-computacionais usando programas desenvolvidos em *Fortran* e *Matlab*[®]. Usamos sub-rotinas para a inversão matricial complexa (invertendo a matriz de admitância complexa $[Y]$ obtendo assim a matriz de impedância complexa $[Z]$ da estrutura, a qual é adequada para o estudo de microfita). Para a extração das raízes complexas da equação característica da estrutura usamos o método iterativo de **Newton Raphson**, que através de aproximações iniciais sofre um processo de convergência para os zeros da equação, assim como sub-rotinas internas do *Fortran*. Os resultados apresentados mostraram a interferência direta da permissividade e permeabilidade efetiva do meio metamaterial na frequência de ressonância, bem como a influencia de cada um dos dois diretamente nos resultados.

Também foi feito a análise de uma antena de microfita do tipo *patch* retangular usando substrato metamaterial no software comercial Ansoft HFSS[®]. Assim foi feito uma comparação dos resultados simulados de uma antena convencional (utilizando substrato FR-4) com a antena metamaterial, constatando a eficácia deste substrato no que diz respeito a miniaturização da antena em relação a sua área, porém não pode-se constatar o mesmo no que diz respeito ao volume, limitando o uso do substrato metamateriais em determinadas aplicações, sendo uma delas em uma Estação Radio Base, por exemplo. Ainda levando em consideração ao uso do metamaterial como substrato, foi feito uma análise também no Ansoft HFSS[®] com arranjo de antenas lineares e planares.

Num segundo momento uma investigação teórica e experimental de uma antena monopolo circular e de uma antena quadrada com *SRR* e *SRL* respectivamente, em ambas como elementos parasitas no plano de terra, foi investigada. Os resultados em geral mostraram a eficácia da inserção dessas células unitárias dos ressoadores de anéis partido nessas antenas, pois evitam a interferência em sistemas de banda estreita nos sistemas de comunicação UWB, atuando como um filtro rejeita faixa, eliminando essas bandas estreitas, assim com estas antenas são construídas a um custo relativamente baixo.

Como contribuições deste trabalho, temos o desenvolvimentos das equações gerais dos campos eletromagnéticos de uma antena de microfita com *patch* retangular sobre substrato metamaterial usando o método LTT, para antenas, através do estudo de seus parâmetros constitutivos, permissividade tensorial e permeabilidade tensorial, assim como o desenvolvimento de alguns protótipos para o sistema de comunicações UWB com algumas bandas de rejeição a fim de evitar possíveis interferências com alguns sistemas de banda estreita

Como continuidade deste trabalho, sugere-se:

- Determinação de outras características ressonantes da antena usando o método LTT, como diagrama de radiação e impedância de entrada;
- Análise de antenas de microfita com outras formas de patch sobre substrato metamaterial;
- Efetuar um estudo mais detalhado da antena como substrato metamaterial adequando sua área e volume para uma aplicação específica.
- Novas antenas monopolos UWB; antenas inteligentes;

- Usar material EBG e PBG nos substratos das antenas com metamaterial;
- e
- Usar material supercondutor nos patches das antenas com metamaterial;

Lista de Trabalhos Publicados

- [1] **Leonardo M. Caetano, Humberto C. C. Fernandes, Marinaldo P. S. Neto, Humberto D. Andrade, and Hugo Michel C. A. Maia.** "Effects of Variation of the Substrate thickness of Rectangular Slot Resonator with Multilayer", *Microwave and Optical Technology Letters* , v. 55, p. 2931-2938, 2013. DOI 10.1002/mop.27999
- [2] **M. P. Sousa Neto, H. C. C. Fernandes and C. G. Moura.** Design of a ultra-wideband monopole antenna Using split ring resonator for notching Frequencies. *Microwave and Optical Technology Letters* , v. 56, p. 1471-1473, 2014. DOI: 10.1002/mop.28363
- [3] **M. P. Sousa Neto and H. C. C. Fernandes.** Study of the Effect of Metamaterial Substrates in Microstrip Antennas Parameters and Applications. In: **The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)**, 2014, Hague, Holanda. (Artigo aceito para publicação).
- [4] **M. P. Sousa Neto, H. C. C. Fernandes and V. O. Roda.** New Application to Microstrip Antennas with Metamaterial Substrate. In: **META 12 CONFERENCE**, 2012, França. META 12 CONFERENCE, 2012.
- [5] **M. P. Sousa Neto and H. C. C. Fernandes .** Full-wave analysis of rectangular microstrip antenna on metamaterial. In: **2011 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)**, 2011, Natal, p. 231-234.
- [6] **M. P. Sousa Neto and H. C. C. Fernandes.** Metamaterials applied to microstrip antennas. In: **MOMAG, 2010, Vila Velha - ES. MOMAG, 2010.**

Referências Bibliográficas

- [1] V. G. Veselago. “The eletrodynamics of substances with simultaneosly negative values of “ ϵ ” and “ μ ””. *Soviet Physucs Uspekhi*, v. 10(no. 4), p. 509-514, 1968.
- [2] J. E. J. Ferreira, J. E. B. Oliveira e L. A. Andrade. “Projeto, Fabricação, Testes e Resposta em Frequência de *Double Negative Metamaterials* em uma dimensão utilizando *Split-Ring Resonator* com Geometria Triangular Equilátera de Cobre em Dielétrico Teflom e Fibra de Vidro”. X simpósio de Aplicações Operacionais em Áreas de Defesa, ITA, São José dos Campos, SP, setembro 2008.
- [3] D. R. Smith, W. J. Padilha, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, “Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 84, no. 18, pp. 4184-4187, 1 May 2000.
- [4] R. A. Shelby, D. R. Smith, S. Schultz, “Experimental verification of a negative index of refraction,” *Science*, vol. 292, no. 5514, pp. 77-79, 6 April 2001.
- [5] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, W. J. Stewart, “Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, No. 11, pp. 20075 – 2081, 1999.
- [6] H. C. C. Fernandes. “Estruturas Gerais em Guias de Onda Milimétricas: Linhas de Lâmina”. Tese de Doutorado), Universidade Estadual de Campinas, Unicamp, Campinas, SP, Brasil, dez. 1984.
- [7] H. C. C. Fernandes. “Método da Linha de Transmissão Transversa – LTT”, relatório técnico, Outubro, 1986.

- [8] T. Itoh and W. Menzel. "A full-wave analysis for open microstrip structures". *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, AP-29, PP. 63-68, 1981.
- [9] G. A. Deschamps. "Microstrip microwave antennas". *3rd USAF Symposium on Antennas*, 1953.
- [10] E. V. Byron. "A new flush-mounted antenna element for phased array application". *Proc. Phased Array Symp.*, pp. 187-192, 1970.
- [11] J. Q. Howell. "Microstrip antennas". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 23, No. 1, pp. 90-93, Jan 1975.
- [12] Munson R. "Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays". *IEEE Transactions on Antennas and propagations*, vol. 22, No. 1, pp. 74-78, Jan 1974.
- [13] Y. T. Lo, D. D. Harrison, D. Solomon, G. A. Deschamps, and F. R. Ore. "Study of microstrip antennas, microstrip phased arrays and microstrip feed networks. *Rome Air Development Center, Tech. Rep. TR 77-406*, Dec 1977.
- [14] D. Singh, C. Kalialakis and P. S. Hall. "Small H-shaped antennas for MMIC applications". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol 48, No 7, pp. 1134-1141, Jul 2000.
- [15] W. T. Lo, X. W. Shi and Y. Q. Hei. "Novel Planar UWB Monopole antenna with triple band-notched characteristics". *IEEE Antennas and Wireless Propagations Letters*, Vol 8, pp. 1094-1098, Oct. 2009.
- [16] K. G. Thomas and N. Lenin, "Ultra wideband printed monopole antenna", *Microwave Opt. Technol Lett*, Vol. 49, pp. 1082-1084, May 2007.
- [17] C. H. Hsu, "Planar multilateral disc monopole antenna for UWB application", *Microwave Opt. Technol Lett*, vol. 49, pp. 1101-1103, May 2007.

- [18] I. J. Bahl e P. Bhartia. “Microstrip Antennas”. Dedham MA: Artech House, 2001.
- [19] P. Bhartia, K. V. S. Rao and R. S. Tomar. “Millimeter-wave microstrip and printed circuit antennas”, Norwood, USA: Artech House, Inc., 1991.
- [20] J. R. James and P. S. Hall. “Handbook of microstrip antennas”, vol. 1, London, UK: Peter Peregrinus Ltd., 1989.
- [21] D. M. Pozar and D. H. Schaubert. “Microstrip antennas – The analysis and design of microstrip antennas and arrays”, New York, USA: The IEEE, Inc., 1995.
- [22] R. R. C. França. “Dispositivos Planares Integrados Utilizando Método Dinâmico com Metamateriais e PBG”. Tese de Doutorado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, UFRN, Natal, RN, Brasil, maio 2012.
- [23] C. Balanis, “Antenna Theory: Analysis and Design”. New Jersey USA: John Wiley, Sons, Inc, 1997.
- [24] D. M. Pozar. “Microwave Engineering”. John Wiley & Sons, Inc., 2011.
- [25] V. F. Barros. “Estudo do Efeito de Substratos Metamateriais em Parâmetros de Antenas de Microfita”. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, UFRN, Natal, RN, Brasil, fevereiro 2012.
- [26] C. F. L. Vasconcelos. “Desenvolvimento de Antenas de Microfita com Patch em Anel utilizando Materiais Ferrimagnéticos e Metamateriais”. Tese de Doutorado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, UFRN, Natal, RN, Brasil, Abr. 2010.
- [27] “Science Berakthroughof the year: The runners-up”. *Science*, v. 314, no. 5807, pp. 1850-1855, 2006.
- [28] T. Itoh and C. Caloz. “Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications”. New Jersey, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2006.

- [29] M. C. K. Wiltshire. "Bending of light in the wrong way". *Science* 292: pp. 60-61, 2001.
- [30] S. Sudhakaran. "Negative refraction from electromagnetic periodic structures and its applications". Tese de Doutorado, University of London, 2006, p. 226.
- [31] R. W. Ziolkowski. "Doubler negative metamaterial design, experiments, and applications". In: *IEEE AP-S INT. SYMP., Proceedings...* vol. 2, pp. 396-399, 2002.
- [32] J. B. Pendry. "Negative refraction makes a perfect lens", *Physical Review Letters*, Vol. 85, pp. 3966-3969, 2000.
- [33] K. Charles. "Introduction to solid State Physics", John Wiley & Sons, Inc. 1976.
- [34] H. Mosallaei and K. Sarabandi. "Design and Modeling of Patch Antenna printed on Magneto-Dielectric Embedded-Circuits Metasubstrate". *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, v. 55(no.1), p. 45-52, 2007.
- [35] K. Buell, H. Mosallaei and K. Sarabandi. "A substrate for Small Patch Antennas providing Tunable Miniaturization Factors". *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, v. 54(no. 1)p. 135-146, 2006.
- [36] H. Mosallaei and K. Sarabandi. "Magneto-Dielectrics in Electromagnetics: Concept and Applications: Concept and Applications". *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, v. 52(no.6), p. 1558-1567, 2004.
- [37] J. P. Damiano, J. Bennegueouche and A. Papiernik. "Study of Multilayer Microstrip Antennas with Radiating Elements of Various Geometry", *IEEE Proceedings*, vol. 137, Pt. H, no. 3, June 1990.
- [38] H. R. Hassani, and D. Mirshekar-Syahkal. "Study of Electromagnetically Coupled Stacked Rectangular Patch Antennas", *IEE Proc. Microw. Propag.*, vol. 142, no. 1, February 1995.

- [39] J. Anguera, C. Puente, C. Borja, N. Delbene and J. Soler. "Dual-Frequency Broad-Band Stacked Microstrip Patch Antenna", *IEEE Antennas and Propagation Lett.*, vol. 2, 2003.
- [40] T. Itoh. "Spectral Domain Immitance Approach for Dispersion Characteristics of Generalized Printed Transmission Lines", *IEEE Trans. On Microwave and Techniques*, vol. Mttt-28, no. 7, July 1990.
- [41] R. E. Collin. "Foundations for Microwave Engineering". New Jersey USA: John Wiley Sons, 2001.
- [42] R. Bracewell. "The Fourier Transform and its Applications". Londres: Mc Graw-Hill Book Company, 1965.
- [43] M. P. Sousa Neto and H. C. C. Fernandes. "Metamaterials Applied to Microstrip Antennas". In: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE MICROONDAS E OPTOELETRÔNICA *Proccedings...* MOMAG 2010, Vila Velha, Espírito Santo, Brasil, 2010.
- [44] M. P. Sousa Neto and H. C. C. Fernandes. "Full-Wave Analysis of Rectangular Microstrip Antenna on Metamaterial". In: INTERNATIONAL MICROWAVE AND OPTOELECTRONICS CONFERENCE *Proccedings...* IMOC 2011, Natal, Rio Grande do Norte, Brasil, 2011
- [45] J. Kim, N. Kim, S. Lee and B. Oh, "Triple band-notched UWB monopole antenna with two resonator structures", *Microwave Opt Technol Lett* 55 (2012),4–6.
- [46] D. B. Brito, X. Begaud, A. G. D'Assuncao, and H. C. C. Fernandes, "Ultra wideband monopole antenna with Split Ring Resonator for notching frequencies", EuCAP 2010. 4th European Conference on Antennas and Propagation, pp. 1-5, Barcelona, Spanish, April 2010.

- [47] E. B. Marek and M. A. Amin. “Design of UWB Planar Antenna with Improved Cut-off at the Out-of-Band Frequencies”, *IEEE Antennas And Wireless Propagation Letters* 7 (2008), 408-410.
- [48] Y. Li, W. Li and Q. Ye. “A reconfigurable wide slot antenna integrated with sirs for UWB/multiband communication applications”, *Microwave Opt Technol Lett* 55 (2012),52–55.
- [49] Z. W. Yu, G.M. Wang, J.G. Liang and X.J. Gao. “A semicircular band-notch ultra wideband printed antenna based on CSRR”, *Microwave Opt Tecnol Lett* 53 (2011), 1496-1501.
- [50] W. J. Lui, C.H. Cheng, and H.B. Zhu, “Improved frequency notched ultra wideband slot antenna using square ring resonator”. *IEEE Trans Antennas Propag* 55 (2007), 2445-2450.
- [51] M. P. Sousa Neto, H. C. C. Fernandes and C. G. Moura. “Design of a ultra-wideband monopole antenna Using split ring resonator for notching Frequencies”. *Microwave Opt Tecnol Lett*, v. 56, p. 1471-1473, 2014. DOI: 10.1002/mop.28363
- [52] S. A. Shelkunoff and H. T. Friis. “Antennas: Theory and practice”. John Wiley & sons, Inc., 1952.
- [53] D. Kim, N. Jo, D. Choi, C. Kim, “Design of the Novel Band Notched UWB Antenna with the Spiral Loop Resonators”, *PIERS Proceedings*, March 2010, 878 – 881.
- [54] H. W. Wu, M. H. Weng, Y. K. Su, R. Y. Yang, and C. Y. Hung, “Propagation characteristics of complementary split-ring resonator for wide bandgap enhancement in microstrip bandpass filter”. *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 49, No. 2, 292 - 295, 2007.
- [55] Y.J. Lee and Y. Hao, “Characterization of microstrip patch antennas on metamaterial substrates loaded with complementary split-ring resonators”. *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 50, No 8, 2131-2135, 2008.

- [56] H. C.C. Fernandes e C. B. Fonseca, “Phased antenna array by dynamic analysis” Microwave and Optoelectronics Conference, 2001 – IMOC 2001, Proceedings of the 2001 SBMO/IEEE MTT-S International, pp. 291- 294 vol.1.
- [57] H. C. C. Fernandes e Clenilson Bezerra Fonseca, “Phased Array Using Rectangular Microstrip Patch”, 19º Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, Fortaleza, Anais 4 pp. CD, 3-6 de Set., 2001.
- [58] M. P. Sousa Neto e H. C. C. Fernandes, “Frequência de ressonância de antena de microfita com substrato metamaterial”. Relatório Técnico, PPgEEC, 02/2014 TECFOTON – UFRN, 2014.
- [59] M. P. Sousa Neto e H. C. C. Fernandes, “Uso do software HFSS para antena de microfita com substrato metamaterial”. Relatório Técnico, PPgEEC, 02/2014 TECFOTON – UFRN, 2014.
- [60] M. P. Sousa Neto e H. C. C. Fernandes, “Uso do software HFSS para arranjos de antenas lineares de microfita com substrato metamaterial”. Relatório Técnico, PPgEEC, 02/2014 TECFOTON – UFRN, 2014.
- [61] M. P. Sousa Neto e H. C. C. Fernandes, “Uso do software HFSS para arranjos de antenas planares de microfita com substrato metamaterial”. Relatório Técnico, PPgEEC, 02/2014 TECFOTON – UFRN, 2014.