



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

**JOSÉ LUCAS DA SILVA**

**ESTUDO DO COMPORTAMENTO DE ANTENA DE  
MICROFITA COM SUBSTRATO METAMATERIAL**

**MOSSORÓ – RN**

**2015**

**JOSÉ LUCAS DA SILVA**

**ESTUDO DO COMPORTAMENTO DE ANTENA DE  
MICROFITA COM SUBSTRATO METAMATERIAL**

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

Orientador: Prof. Dr. Titular Humberto César Chaves  
Fernandes – UFRN

Co-orientador: Prof. Dr. Humberto Dionísio de Andrade -  
UFERSA

**MOSSORÓ – RN**

**2015**

Catálogo na Fonte

Catálogo de Publicação na Fonte. UFERSA - BIBLIOTECA CENTRAL ORLANDO TEIXEIRA - CAMPUS MOSSORÓ

Silva, José Lucas da.

Estudo do comportamento de antena de microfita com substrato metamaterial / José Lucas da Silva. - Mossoró, 2015.

80f: il.

1. Antena de microfita. 2. Metamaterial. 3. Ondas eletromagnéticas.

I. Título

RN/UFERSA/BCOT/408

CDD

621.384135S586e

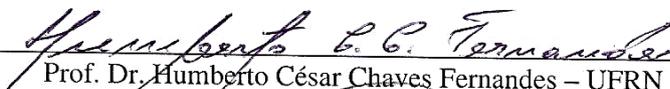
JOSÉ LUCAS DA SILVA

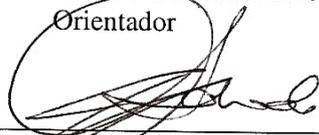
**ESTUDO DO COMPORTAMENTO DE ANTENA DE  
MICROFITA COM SUBSTRATO METAMATERIAL**

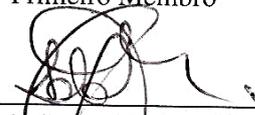
Dissertação de mestrado acadêmico apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Sistemas de Comunicação e Automação, como requisito para a obtenção do título de Mestre em Sistemas de Comunicação e Automação.

APROVADA EM: 24/04/2015

BANCA EXAMINADORA

  
Prof. Dr. Humberto César Chaves Fernandes – UFRN  
Orientador

  
Prof. Dr. Humberto Dionísio de Andrade – UFERSA  
Primeiro Membro

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

  
Prof. Dr. Marinaldo Pinheiro de Sousa Neto – IFRN  
Terceiro Membro

Mossoró, 24 de Abril de 2015

## **DEDICATÓRIA**

À minha mãe, Maria de Deus da Silva (*in memoriam*) que estaria com certeza muito feliz, pois sempre me ensinou a fazer as melhores escolhas e a caminhar de maneira correta.

Aos meus familiares, Francisco de Assis, meu pai, e aos irmãos: Pedro Henrique, Maria Luysa e Paulo Henrique, que sempre estiveram presentes nos meus momentos.

## AGRADECIMENTOS

À Deus, por ter me proporcionado capacidade para a realização deste trabalho com perseverança, tranquilidade e força.

A toda minha família, em especial a minha mãe Maria de Deus (*in memoriam*), e ao meu pai, Francisco de Assis, que em seus ensinamentos e exemplos de vida me mostraram que a busca para alcançar qualquer objetivo, deve-se a fé e a humildade.

Aos meus irmãos Pedro Henrique, Maria Luysa e Paulo Henrique, pelo carinho, apoio e torcida para o meu sucesso.

À minha namorada Michelle Oliveira, pelo carinho, compreensão, incentivo e a toda sua família, pelo amor e confiança.

Ao grande amigo e orientador Prof. Dr. Titular Humberto César Chaves Fernandes, por toda sua atenção e incentivo como orientador.

Aos Professores do PPGSCA, especialmente aos amigos o Prof. Dr. Humberto Dionísio de Andrade e Prof. Dr. Idalmir de Souza Q. Júnior que sempre me ajudaram e incentivaram no desenvolvimento do trabalho, além do Prof. Dr. Marinaldo P. S. Neto e ao Prof. Dr. José Patrocínio da Silva, que diretamente contribuem para minha formação profissional.

À todos os amigos do PPGSCA, Ednardo Pereira, Francisco Clebson, Adelson Lima, Isaac Barros, Romênia Gurgel, Magno Medeiros, Ádller Oliveira e a secretária Lívia pelo apoio, como também aos amigos Carlos Gomes, Otávio, Jonathan e Tarcisio.

Às instituições UFERSA e UFRN pelas estruturas disponibilizadas para realização das atividades do mestrado e à CAPES pelo suporte financeiro.

## RESUMO

Este trabalho tem como objetivo caracterizar antenas de microfita operando na faixa de micro-ondas, especificamente o seu comportamento na faixa de frequência de 6 GHz a 16 GHz com substrato metamaterial. Essas antenas de microfita por sua vez, possibilitam a miniaturização de sua estrutura, o que tem sido importante para os dispositivos que fazem uso dessas antenas, pois possuem como propriedade: baixo custo, facilidade de acomodação e leveza em sua estrutura. Além dos metamateriais que são estruturas geométricas fabricadas a partir de materiais comuns, ou seja, materiais condutores, dielétricos, magnéticos ou através da combinação entre eles. A principal característica dos metamateriais baseia-se por apresentarem propriedades especiais de permissividade e permeabilidade não encontradas nos materiais em estado natural, cujo principal efeito é o índice negativo de refração. Por intermédio dessas características, permite sua aplicação em diversos meios em eletromagnetismo e óptica. A teoria do metamaterial é descrita e aplicada neste trabalho como forma de substrato de antenas de microfita visando trabalhar a permissividade e permeabilidade relativas no âmbito da propagação de ondas eletromagnéticas. São observados alguns parâmetros de análise, tais como: a frequência de ressonância e campos distantes, formulando a caracterização e comportamento das antenas de microfita estudadas.

*Palavras-Chave:* Metamaterial. Antena de Microfita. Substrato.

## ABSTRACT

This work aims to characterize microstrip antennas operating on microwave bands, specifically on their behavior between 6 GHz and 16 GHz with metamaterial substrate. These microstrip antennas allow the miniaturization of their structures, which is important to devices that use this antenna, considering their features such: low cost, accommodation facility and structure lightness. In addition to the metamaterials, which are made by geometrical, structures from common materials, such conductors, dielectrics, magnetics or even their combination. The main characteristic of the metamaterials is based on presenting special features of permittiveness and permeability, which are not found in natural materials, whose main effect is the negative refraction rate. By having those features, it is possible to use them in many optical and electromagnetism ways. The metamaterial theory is described and applied on this work as a way of microstrip antenna substrate in order to work the permittiveness and permeability related to the scope of propagation of electromagnetic waves. Some analysis parameters are observed such: resonance and distant field frequency, formulating the characterization and behavior of the observed microstrip antennas.

*Keywords:* Metamaterial. Microstrip antenna. Substrate.

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparação entre os diversos métodos de alimentação. ....	23
Tabela 2 – Definição e exemplos de polarização. ....	28
Tabela 3 – Dimensões da antena padrão para 10 GHz. ....	48
Tabela 4 – Dimensões da antena padrão e a estrutura proposta. ....	61
Tabela 5 – Dimensões das geometrias dos SRR's. ....	63
Tabela 6 – Resultados simulados e medidas das antenas proposta. ....	74

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Elementos da antena de microfita padrão. ....	19
Figura 2 – Formas geométricas para o <i>patch</i> . ....	20
Figura 3 – Representação elétrica da alimentação por linha de microfita. ....	21
Figura 4 – Alimentação por meios do conector coaxial em antena de microfita. ....	22
Figura 5 – Alimentação via acoplamento por abertura. ....	22
Figura 6 – Alimentação via acoplamento por proximidade. ....	23
Figura 7 – (a) Linha de microfita na vista isométrica (b) Vista frontal das linhas de campo elétrico. ....	24
Figura 8 – Distribuição de carga e densidade de corrente na antena energizada. ....	26
Figura 9 – Diagramas principais de planos E e H. ....	27
Figura 10 – Arranjo periódico de fios finos condutores para produzir um meio com permissividade negativa. ....	32
Figura 11 – SRR para produzir um meio com permeabilidade negativa. ....	33
Figura 12 – (a) Primeira demonstração experimental de LHM, (b) um LHM isotrópico 2-D. ....	33
Figura 13 – Diagrama de permissividade-permeabilidade e índice de refração. ....	34
Figura 14 – (a) Refração de um raio de luz ao passar pela interface entre dois meios com índices de refração positivos, (b) Refração de um raio de luz que passa de um índice de refração positivo para outro com índice negativo. ....	36
Figura 15 – Ilustração das direções do campo elétrico, do campo magnético, do vetor de <i>Poyting</i> e do vetor de onda (a) RHM e (b) LHM. ....	36
Figura 16 – Estrutura composta por fios milimétricos ( <i>thin wire – TW</i> ). ....	39
Figura 17 – estrutura composta pelos ressoadores de anel partido (SRR's). ....	41
Figura 18 – Modelo de circuito equivalente do SRR, (a) SRR configuração dupla e (b) configuração simples. ....	42
Figura 19 – Exemplo de um MSRR (a) Com quatro anéis ressoadores, (b) Circuito elétrico equivalente. ....	43
Figura 20 – Antena de microfita padrão para a frequência de 10 GHz. ....	49
Figura 21 – Estrutura proposta por Smith et al. ....	49
Figura 22 – Respostas obtidas para estrutura da proposta por Smith et al. ....	50
Figura 23 – Estrutura do substrato com SRR. ....	51
Figura 24 – Antena microfita com substrato metamaterial. ....	52
Figura 25 – Dimensões da antena microfita com substrato metamaterial. ....	53

Figura 26 – Dimensões do SRR e TW. ....	53
Figura 27 – Comparação da perda de retorno entre a antena de microfita padrão e a com metamaterial no substrato. ....	54
Figura 28 – Resultados simulados dos diagramas de radiação em 2D e 3D do plano E e plano H para (a) Antena padrão (b) Antena com metamaterial no substrato. ....	56
Figura 29 – Resposta da perda de retorno para variações no fio fino. ....	57
Figura 30 – Resposta da perda de retorno para variações no <i>gap</i> dos anéis. ....	58
Figura 31 – Dimensões da geometria física do SRR. ....	60
Figura 32 – Antena de microfita padrão para frequência de 5,725 GHz: (a) Modelada na plataforma computacional (b) Dimensões de projeto. ....	61
Figura 33 – Geometria das antenas proposta (a) com 16 elementos SRR (b) com 36 elementos SRR. ....	62
Figura 34 – Dimensões dos SRR no substrato para a configuração 1 e configuração 2. ....	63
Figura 35 – Fotografia dos protótipos das antenas. ....	64
Figura 36 – (a) Placa de FR4 (b) Solução de percloroeto de ferro. ....	64
Fonte: Autoria própria. ....	64
Figura 37 – Fresa de prototipagem utilizada na fabricação das antenas propostas. ....	65
Fonte: Autoria própria. ....	65
Figura 38 – Antena padrão e antena com configuração 1 simuladas. ....	66
Figura 39 – Diagramas para a configuração 1 simulada (a) Radiação em 2D (b) Radiação em 3D. ....	66
Figura 40 – Comportamentos dos campos para configuração 1 (a) Elétrico (b) Magnético. ..	67
Fonte: Autoria própria. ....	67
Figura 41 – Antena padrão e antena com configuração 2 simuladas. ....	67
Figura 42 - Diagramas para a configuração 2 simulada (a) Radiação em 2D (b) Radiação em 3D. ....	68
Figura 43 – Comportamentos dos campos para configuração 2 (a) Elétrico (b) Magnético. ..	68
Fonte: Autoria própria. ....	68
Figura 44 – Antenas fabricadas com arranjos periódicos (a) Configuração 1 .....	69
(b) Configuração 2. ....	69
Figura 45 – Analisador de rede vetorial utilizado para medição. ....	70
Figura 46 – Perda de retorno simulada e medida para configuração 1. ....	70
Figura 47 – Carta de Smith medida da antena com configuração 1. ....	71
Figura 48 - Perda de retorno simulada e medida para configuração 2. ....	71

Figura 49 – Carta de Smith medida da antena com configuração 2.....	72
Figura 50 – Resultados das perdas de retorno medidas para configuração 1 e configuração 2... ..	73

## NOMENCLATURA

### *Letras Latinas*

$W$  – largura do *patch*;

$L$  – comprimento do *patch*;

$\Delta L$  – variação de comprimento da antena;

$D$  – diretividade;

$D_0$  – diretividade máxima;

$U_{m\acute{a}x}$  – intensidade de radiação;

$U_0$  – intensidade de radiação de uma fonte isotrópica;

$P_{rad}$  – potência total radiada;

$B_r$  - largura de banda;

$R'$  - resistência do metal por unidade de comprimento;

$N$  - número de anéis;

$K$  - é a integral elíptica completa de primeira espécie.

$L_{MSRR}$  - indutância do SRR;

$C_{MSRR}$  - capacitância do SRR;

$C_0$  - capacitância por unidade de comprimento;

$f_r$  – frequência de ressonância;

$f_{up}$  - componente de frequência superior do sinal;

$f_{low}$  - componente de frequência inferior do sinal;

$v_0$  – velocidade das ondas eletromagnéticas no espaço livre;

$h$  – espessura do substrato;

$s$  – espaço entre os anéis;

$c$  – velocidade da luz;

$r$  – raio dos fios;

$w$  – espessura do anel.

## ***Letras Gregas***

$\varepsilon_{ref}$  – constante dielétrica efetiva;

$\omega_{0m}$  – frequência de ressonância magnética;

$\omega_{pe}$  – frequência plasmática elétrica;

$\sigma$  – condutividade do metal;

$\mu_0$  – permeabilidade magnética no vácuo;

$\rho$  – razão de preenchimento;

$\varepsilon_0$  – permissividade no vácuo;

$\varepsilon_r$  – permissividade relativa.

## ***Siglas***

**SRR** – *Split Ring Resonator*;

**TW** – *Thin Wire*;

**LTE** – Método da Linha de Transmissão Equivalente;

**LTT** – Método da Linha de Transmissão Transversa;

**RF** – Rádio Frequência;

**RL** – *Return Loss*;

**LHM** - *Left Handed Metamaterials*;

**RHM** – *Right-Handed Materials*;

**EBG** – *Electromagnetic Band Gap*;

**FR4** – Fibra de Vidro;

**PPGSCA** – Programa de Pós Graduação em Sistemas de Comunicação e Automação;

**UFERSA** – Universidade Federal Rural do Semi Árido;

**UFRN** – Universidade Federal do Rio Grande do Norte.

## SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>17</b>
1.1 OBJETIVOS GERAIS .....	18
1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS .....	18
<b>2 REVISÃO DA LITERATURA .....</b>	<b>19</b>
2.1 ESTRUTURAS DA ANTENAS DE MICROFITA .....	19
2.2 MÉTODOS DE ALIMENTAÇÃO .....	21
<b>2.2.1 Alimentação por linha de microfita .....</b>	<b>21</b>
<b>2.2.2 Alimentação por cabo coaxial .....</b>	<b>21</b>
<b>2.2.3 Acoplamento por abertura .....</b>	<b>22</b>
<b>2.2.4 Acoplamento por proximidade .....</b>	<b>23</b>
2.3 MÉTODOS DE ANÁLISE .....	24
<b>2.3.1 Métodos aproximados .....</b>	<b>24</b>
2.3.1.1 Método da linha de transmissão .....	24
2.3.1.2 Modelo da cavidade .....	26
<b>2.3.2 Métodos de onda completa .....</b>	<b>27</b>
2.4 PARÂMETROS DA ANTENA .....	27
<b>2.4.1 Diagrama de irradiação .....</b>	<b>27</b>
<b>2.4.2 Polarização .....</b>	<b>28</b>
<b>2.4.3 Diretividade .....</b>	<b>29</b>
<b>2.4.4 Largura de banda .....</b>	<b>29</b>
<b>2.4.5 Perda de retorno .....</b>	<b>30</b>
<b>3 METAMATERIAIS .....</b>	<b>32</b>
3.1 INTRODUÇÃO .....	32
3.2 A NOVA CLASSE DE MATERIAIS: METAMATERIAIS .....	34
3.3 VELOCIDADE DE GRUPO E DE FASE .....	37
3.4 APLICAÇÕES PARA METAMATERIAIS LHM .....	38
<b>4 DETERMINAÇÃO E OBTENÇÃO DA PERMISSIVIDADE, PERMEABILIDADE E ÍNDICE DE REFRAÇÃO NEGATIVO .....</b>	<b>39</b>
4.1 PERMISSIVIDADE NEGATIVA ( $\epsilon < 0$ ) .....	39
4.2 PERMEABILIDADE NEGATIVA ( $\mu < 0$ ) .....	41
4.3 ÍNDICE DE REFRAÇÃO NEGATIVA ( $n < 0$ ) .....	45

<b>5</b>	<b>MODELAGEM DA ANTENA COM SUBSTRATO METAMATERIAL .....</b>	<b>48</b>
5.1	MODELAGEM DA ANTENA DE MICROFITA COM SUBSTRATO METAMATERIAL.....	52
5.2	RESULTADOS DA COMPARAÇÃO DA ANTENA PADRÃO E COM METAMATERIAL.....	54
5.2.1	Varição no fio fino.....	56
5.2.2	Varição no <i>gap</i> .....	58
<b>6</b>	<b>PROJETO DAS ANTENAS DE MICROFITA COM SRR ARRANJADOS PERIODICAMENTE NO SUBSTRATO .....</b>	<b>59</b>
6.1	<i>SPLIT RING RESOATOR</i> (SRR) .....	59
6.2	GEOMETRIAS DAS ANTENAS DE MICROFITA NA FREQUÊNCIA DE 5,725 GHz 60	
6.2.1	Antena de microfita padrão para 5,725 GHz .....	60
6.2.2	Antenas propostas para 5,725 GHz .....	62
6.2.3	Projeto dos arranjos periódicos .....	63
6.3	ANÁLISE E DISCURSÕES DOS RESULTADOS.....	65
<b>7</b>	<b>CONCLUSÕES.....</b>	<b>75</b>
7.1	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	75
7.2	RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS .....	76
	<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>77</b>

# 1 INTRODUÇÃO

Com a tendência de crescimento no meio de comunicação mundial, algumas influências dos novos equipamentos de transmissão de sinais, especificamente as antenas, devem ser analisadas de maneira a acompanhar esse desenvolvimento. As antenas de microfita são ideais para diversas aplicações, principalmente as que requerem adequação da estrutura a uma superfície plana ou a qualquer tipo de superfície. Além de técnicas de produção de circuito impresso de baixa tecnologia e robustez mecânica (BALANIS, 2005). Desta forma, existe avanços tecnológicos na análise de estruturas cada vez menores para a adaptação nos novos sistemas de comunicação sem fio, como também a utilização de metamaterias que possuem características particulares na propagação eletromagnética, causando mudanças nos parâmetros das antenas de microfita.

Os metamateriais apresentam uma emergente e promissora área de pesquisa que promete trazer importantes avanços científicos em diversas áreas, tais como, telecomunicações, radares, microeletrônica e médicas. Em alguns estudos delimitam metamateriais a meios periódicos artificialmente estruturados em que a periodicidade é muito menor que o comprimento de onda eletromagnética. Esta definição de metamateriais está diretamente relacionada com o trabalho de dielétricos artificiais realizado em frequências de micro-ondas na década de 1950 e 1960 (ELEFTHERIADES, 2005). No entanto, não existe uma única definição sobre os metamateriais, porém todas convergem ao mesmo conceito, que em termos gerais: são meios artificiais com propriedades eletromagnéticas incomuns, que normalmente não são encontrados na natureza. O estudo do metamaterial como substrato em antenas de microfita remete a uma perspectiva de pesquisa promissora, em que se baseia nas propriedades físicas dos materiais, caracterizadas por uma permissividade dielétrica ( $\epsilon$ ) e uma permeabilidade magnética ( $\mu$ ), apresentando importante fator de avanço no âmbito da telecomunicação.

Por meio das aplicações das antenas de microfita, este trabalho faz uma análise de investigação do comportamento dessas antenas, através de modelagem computacional com a inserção dos metamateriais como substrato nesses dispositivos, também são realizadas simulações, onde é possível observar o comportamento dos parâmetros de radiação para as antenas devidamente projetadas. A partir daí, novas configurações no substrato da antena são desenvolvidas, como arranjos periódicos de *Split Ring Resonator* (SRR) confinados no interior do substrato postos na horizontal, em paralelo com plano de terra, tendo a finalidade de

comparar as características de radiação causadas pela influência do arranjo dos ressoadores na propagação de ondas eletromagnéticas nas antenas de microfita. Os resultados foram obtidos através de simulações utilizando o *software ANSYS HFSS*<sup>®</sup>, que utiliza o Método dos Elementos Finitos (FEM), a fim de validar as simulações realizadas para os arranjos no substrato, foram fabricados e medidos dois dispositivos de antenas, diferenciados pela quantidade de ressoadores no seu arranjo.

## 1.1 OBJETIVOS GERAIS

- Analisar as características da antena de microfita, de modo a observar o comportamento dos parâmetros de radiação quando essas antenas estão sobre substrato metamaterial;
- Projetar e fabricar duas antenas de microfita com diferentes configurações de ressoadores distribuídos periodicamente no substrato.

## 1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Traçar um comparativo entre antenas convencional e com metamaterial;
- Verificar os comportamentos dos parâmetros das antenas de microfita, quando projetadas de forma convencional;
- Analisar o desempenho da antena de microfita sobre substrato metamaterial, através dos parâmetros de radiação;
- Efetuar uma investigação sobre as propriedades de radiação e disposição dos campos E e H;
- Verificar a influência da variação de arranjos de ressoadores (SRR) na estrutura do substrato da antena de microfita.

## 2 REVISÃO DA LITERATURA

O presente capítulo apresenta inicialmente uma conceituação sobre antenas de microfita, descrevendo a sua estrutura convencional, bem como as diversas geometrias utilizadas, assim como os principais tipos de alimentação existentes e os métodos de análise utilizados.

### 2.1 ESTRUTURAS DA ANTENAS DE MICROFITA

Em razão ao desenvolvimento de novas tecnologias envolvendo circuitos integrados, como também a miniaturização de dispositivos, tem-se a necessidade de dispositivo de tamanho reduzido e de elevado desempenho. As antenas de modo geral, são dispositivos capazes de converter ondas guiadas em ondas radiadas ou vice-versa, ou seja, são estruturas intermediárias entre o espaço livre e a linha de transmissão. Existe atualmente uma exigência maior para o desenvolvimento de antenas planares, como as antenas de microfita, que são ideais para aplicações que requerem adequação da estrutura em um plano ou a qualquer tipo de superfície, técnicas de produção de circuito impresso de baixa tecnologia e robustez mecânica (BALANIS, 2005).

A antena de microfita foi proposta pela primeira vez em 1953 por Deschamps, nos Estados Unidos. Entretanto, apenas a partir da década de 1970, estudos envolvendo antenas planares ganharam força, o que fizeram intensificar as pesquisas sobre antenas de microfita. Estas antenas são compostas basicamente de um elemento metálico irradiante (*patch*) de espessura muito menor que o comprimento de onda no espaço livre, impresso sobre uma camada de material dielétrico, sobre um plano de terra, situado na face inferior do substrato da antena, como ilustra a Figura 1. Diversos materiais podem ser utilizados como substrato de antenas de microfita, de modo geral, esses materiais possuem normalmente uma permissividade relativa entre os valores de  $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$ , onde essa constante dielétrica com valor baixo juntamente com o substrato espesso, possibilitam maior eficiência de radiação no espaço.

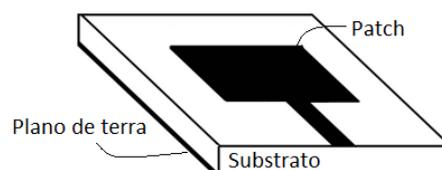


Figura 1 – Elementos da antena de microfita padrão.

Fonte: Autoria própria.

O elemento metálico (*patch*) pode possuir formas geométricas diferenciadas, tais como: quadrado, retangular, circular, elíptica, triangular e entre outras, como pode ser visto na Figura 2. Entretanto, dependendo da forma geométrica utilizada no *patch*, há uma modelagem matemática característica para análise. Assim, é sabido que a forma do elemento metálico influencia diretamente na distribuição de corrente e por consequência na distribuição dos campos na superfície da antena.

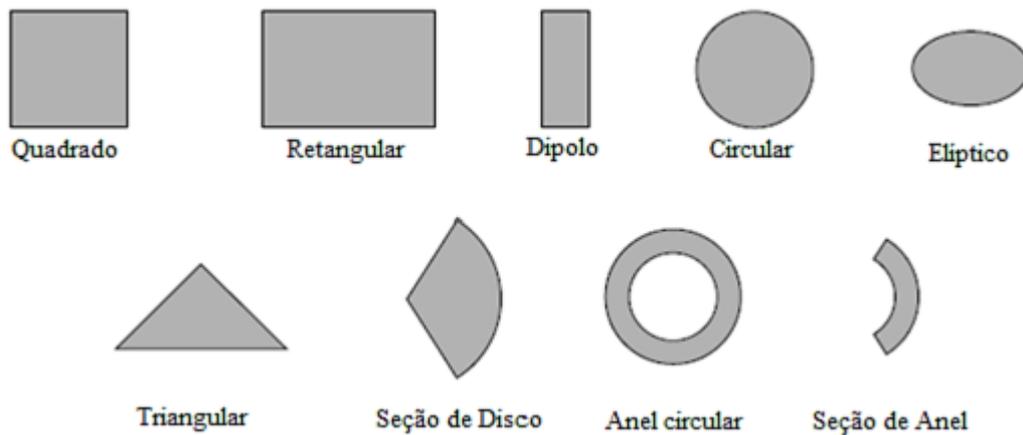


Figura 2 – Formas geométricas para o *patch*.

Fonte: BALANIS (2005).

As antenas de microfita apresentam algumas vantagens quando comparadas com as antenas convencionais usadas para micro-ondas (POZAR, 1995), 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. Porém, as antenas de microfita possuem algumas limitações quando comparadas com as antenas de micro-ondas convencionais: largura de banda limitada, baixo ganho, excitação de onda de superfície, a utilização de substratos com alta constante dielétrica é preferível.

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.

## 2.2 MÉTODOS DE ALIMENTAÇÃO

Antenas de microfita podem ser alimentadas por uma variedade de métodos, onde são classificados em duas categorias: conectados e não conectados. No qual a categoria conectada, a fonte de RF é ligada ao *patch* usando linhas de microfita ou conector coaxial, enquanto os não conectados, a ligação é feita por acoplamento eletromagnético. Há quatro meios mais comuns de realizar a alimentação em uma antena de microfita. Os métodos mais comuns são conhecidos como linha de microfita, cabo coaxial, acoplamento por abertura e acoplamento por proximidade.

### 2.2.1 Alimentação por linha de microfita

O método de linha de microfita é composto por um condutor, geralmente muito menor que a largura do *patch*. O condutor de alimentação é de fácil fabricação, porém a medida que a espessura do substrato é aumentada também há o incremento nas ondas de superfícies e radiação espúria de alimentação, o que limita sua aplicação para larguras de banda de 2% a 5%. Sua representação elétrica pode ser vista na Figura 3 (BALANIS, 2005).

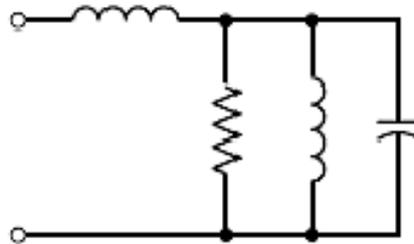


Figura 3 – Representação elétrica da alimentação por linha de microfita.

Fonte: BALANIS, 2005.

### 2.2.2 Alimentação por cabo coaxial

A alimentação por cabo coaxial também é bastante utilizada por ser feita em qualquer local do *patch*, fácil fabricação e baixos espúrios de radiação, porém também possui baixa largura de banda (BALANIS, 2005). Essa técnica é muito comum em estruturas de microfita. O condutor interno do cabo coaxial é conectado ao *patch* da antena, enquanto o condutor externo é conectado ao plano de terra, como mostra a Figura 4.

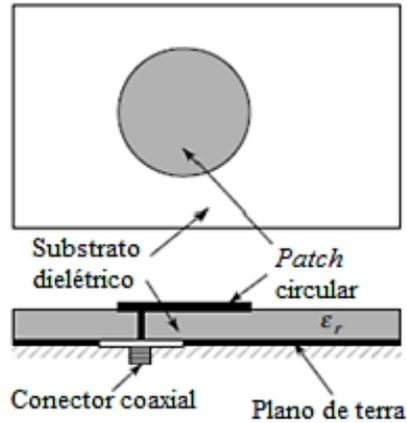


Figura 4 – Alimentação por meios do conector coaxial em antena de microfita.

Fonte: BALANIS, 2005.

### 2.2.3 Acoplamento por abertura

A alimentação por acoplamento permite uma redução na radiação espúria em relação à alimentação via cabo coaxial e linha de microfita, porém ainda apresenta largura de banda estreita e é mais complicada de ser fabricada. Essa forma de alimentação consiste em dois substratos separados por um plano de terra e uma linha de microfita abaixo do substrato inferior que transfere a energia ao *patch* através de uma fenda no plano de terra, como é mostrado na Figura 5. O casamento de impedância é feito através do projeto da largura da linha de microfita e das dimensões da fenda no plano de terra (BALANIS, 2005).

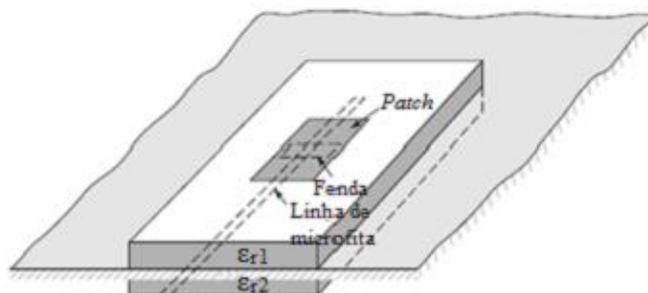


Figura 5 – Alimentação via acoplamento por abertura.

Fonte: BALANIS, 2005.

## 2.2.4 Acoplamento por proximidade

Esta técnica de alimentação consiste em uma linha de alimentação localizada entre dois substratos, como mostra a Figura 6, o *patch* é colocado sobre o substrato superior, enquanto que o plano de terra é colocado sob o substrato inferior. De todos os métodos de alimentação mencionados, o método de proximidade é o método que permite que a antena possua uma maior largura de banda e baixa radiação espúria em relação às alimentações por cabo coaxial e linha de microfita (BALANIS, 2005). O casamento de impedância é atingido variando-se a largura da linha de transmissão e espessura dos substratos.

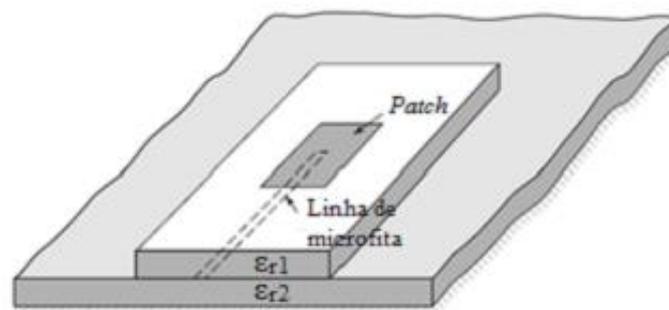


Figura 6 – Alimentação via acoplamento por proximidade.

Fonte: BALANIS, 2005.

A Tabela 1 mostra uma análise dos métodos típicos de alimentação abordados.

Tabela 1 – Comparação entre os diversos métodos de alimentação.

Características	Linha de Microfita	Cabo Coaxial	Acoplamento por Abertura	Acoplamento por Proximidade
<b>Espúrios de Radiação</b>	Maior	Maior	Menor	Médio
<b>Confiabilidade</b>	Ótima	Boa (depende da solda)	Boa	Boa
<b>Fabricação</b>	Fácil	Fácil	Difícil	Difícil
<b>Casamento de Impedância</b>	Fácil	Fácil	Fácil	Fácil
<b>Largura de Banda</b>	2-5%	2-5%	2-5%	13%

Fonte: BAHL e BHARTIA, 2001.

## 2.3 MÉTODOS DE ANÁLISE

Existe diversos modelos matemáticos para análise das antenas de microfita. Os principais métodos de análise são: o da linha de transmissão (UZUNOGLU, 1979), o modelo da cavidade (LO, 1979), 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 (FERNANDES, 1986). Além do Método dos Elementos Finitos que também é bastante utilizado para análise de antenas de microfita (DAVIDSON, 2005).

### 2.3.1 Métodos aproximados

#### 2.3.1.1 Método da linha de transmissão

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

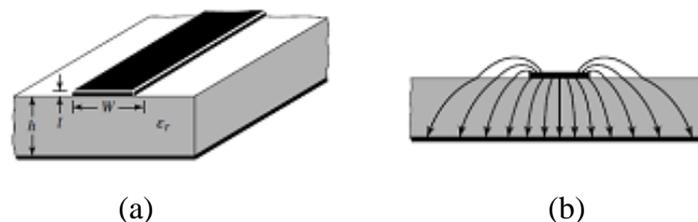


Figura 7 – (a) Linha de microfita na vista isométrica (b) Vista frontal das linhas de campo elétrico.

Fonte: BALANIS, 2005.

De acordo com Balanis (2005), segue as formulações matemáticas para determinar os parâmetros necessários para a antena de microfita com através do método da linha de transmissão:

A. A largura  $W$  do elemento radiador é dada pela Equação 1.

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (1)$$

A constante dielétrica efetiva da antena é determinada pela Equação 2.

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

B. Após determinar o valor de  $W$ , determina-se a partir da Equação 3 a extensão de comprimento gerada pelos campos de bordas.

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

C. O verdadeiro comprimento da antena é dado pela Equação 4.

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_{ref}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} - 2\Delta L \quad (4)$$

D. O comprimento efetivo da antena é finalmente calculado pela Equação 5.

$$L_{ef} = L + 2\Delta L \quad (5)$$

E. A frequência de ressonância é expressa pela Equação 6 para o modo dominante  $TM_{010}$ .

$$(f_r)_{010} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (6)$$

Onde

$W$  – largura do *patch*;

$L$  – comprimento do *patch*;

$\Delta L$  – variação de comprimento da antena;

$f_r$  – frequência de ressonância;

$\epsilon_{ref}$  – constante dielétrica efetiva;

$v_0$  – velocidade das ondas eletromagnéticas no espaço livre;

$\epsilon_r$  – constante dielétrica;

$h$  – espessura do substrato;

### 2.3.1.2 Modelo da cavidade

O Modelo da Cavidade pode manipular qualquer geometria de *patch*, tratando 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 sendo os campos na cavidade, dessa forma, serão expandidos em termos de modos ressonantes na cavidade, na qual cada modo tem a sua frequência de ressonância dada pela Equação 7, onde os índices  $m, n, p$  representam os modos de propagação (BALANIS, 2005).

$$F_{r_{mnp}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \quad (7)$$

O comportamento da antena ao ser alimentada pode ser observado na Figura 8. Quando a antena é energizada surge uma distribuição de cargas tanto no *patch* quanto no plano de terra, controlada por mecanismos de atração e repulsão (RICHARDS, 1988). Devido a pequena espessura do substrato, as forças de atração se sobressaem em relação às de repulsão, tornando a densidade de corrente abaixo do *patch* mais significativa. A medida que a espessura do substrato e da antena diminuem, um modelo mais próximo de antena ideal é alcançado, o que permitiria modelar as paredes magnéticas como condutores magnéticos perfeitos.

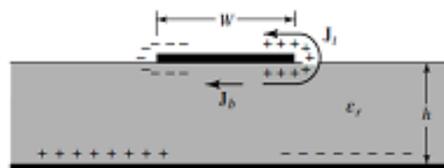


Figura 8 – Distribuição de carga e densidade de corrente na antena energizada.

Fonte: BALANIS, 2005.

### 2.3.2 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, o Método dos Potenciais Vetoriais de Hertz e o Método da Linha de Transmissão Transversa - LTT.

## 2.4 PARÂMETROS DA ANTENA

### 2.4.1 Diagrama de irradiação

Os diagramas de irradiação são definidos por dois planos E e H. No qual o plano E, localizado no plano x-z, refere-se aquele que contém o vetor campo elétrico na direção de máxima irradiação, conhecido também como plano de elevação ( $\phi = 0$ ). Já o plano H, está localizado no plano x-y, refere-se aquele que contém o vetor campo magnético na direção de máxima irradiação, conhecido como plano azimutal ( $\theta = \pi / 2$ ).

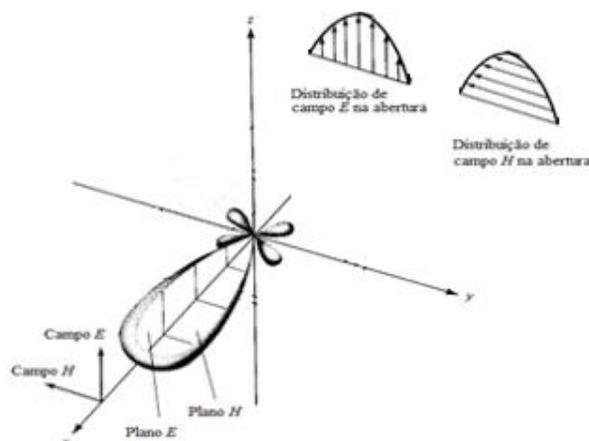


Figura 9 – Diagramas principais de planos E e H.

Fonte: BALANIS, 2005.

Para a antena retangular de microfita, é projetada para ter o diagrama de irradiação máximo na direção normal ao *patch*, ou seja, na direção perpendicular ao plano de terra, onde os campos se somam em fase, proporcionando uma irradiação máxima normal ao *patch*, assim essa antena tem irradiação conhecida como *broadside* (BALANIS, 2005).

## 2.4.2 Polarização

A polarização de uma antena em uma certa direção é definida como a polarização da onda eletromagnética que por sua vez, pode ser definida como sendo o plano no qual se encontra a componente elétrica ou magnética.

Tabela 2 – Definição e exemplos de polarização.

Polarização	Definição	Exemplo
<b>Linear</b>	Uma onda harmônica no tempo tem polarização linear se em qualquer ponto do espaço o vetor campo elétrico ou magnético é orientado ao longo da mesma linha reta em qualquer instante	Geralmente os <i>patches</i> retangulares apresentam essa característica
<b>Circular</b>	Uma onda harmônica no tempo tem polarização circular, se o vetor campo elétrico ou magnético em qualquer ponto do espaço traçar um círculo em função do tempo.	Diversas formas de <i>patches</i> são capazes de proporcionar essa característica: quadrado, circular, pentagonal, triangular e entre outras.
<b>Elíptica</b>	Uma onda harmônica no tempo tem polarização elíptica, se a extremidade do vetor de campo elétrico ou magnético traçar uma elipse no espaço, em função do tempo. Podendo ser polarizada a direita ou a esquerda.	Não é uma polarização linear e nem circular; o campo deve ter duas componentes lineares ortogonais; as duas componentes podem ou não ter a mesma magnitude.

Adaptado de: BALANIS, 2005.

### 2.4.3 Diretividade

A diretividade é uma medida das propriedades direcionais de uma antena comparada às características de uma antena isotrópica. Sendo a antena isotrópica a base para o cálculo da diretividade, ela possui a distribuição de energia no espaço mais uniforme possível, levando assim a uma diretividade unitária. A diretividade é definida como sendo a razão entre a intensidade de radiação em uma dada direção da antena e a intensidade de radiação média sobre todas as direções (BALANIS, 2005).

A direção de intensidade máxima de radiação é dada pela Equação 8, quando a direção não for especificada:

$$D_{m\acute{a}x} = D_0 = \frac{U_{m\acute{a}x}}{U_0} = \frac{4\pi U_{m\acute{a}x}}{P_{rad}} \quad (8)$$

Onde

$D$  – diretividade;

$D_0$  – diretividade máxima;

$U_{m\acute{a}x}$  – intensidade de radiação;

$U_0$  – intensidade de radiação de uma fonte isotrópica;

$P_{rad}$  – potência total radiada.

### 2.4.4 Largura de banda

Segundo Balanis (2005) a definição de largura de banda pode ser explicada como a faixa de frequência na qual o desempenho da antena, referido a algumas características, atende um padrão especificado. Esse parâmetro pode ser atribuído tanto com relação aos padrões de radiação quanto para a relação entre a relação de onda estacionária de tensão e a potência refletida (GHAVAMI et al, 2004). Geralmente é utilizado o valor percentual de largura de banda, onde é levado em consideração os componentes de frequência superior e inferior do intervalo em que a largura de banda está inserida.

De acordo com Ghavami et al. (2004), a largura de banda descrita em termos de percentuais é chamada de largura de banda fracionária. Esta é representada através da Equação 9 a seguir.

$$B_r(\%) = 2 \frac{f_{up} - f_{low}}{f_{up} + f_{low}} \times 100 \quad (9)$$

Onde

$B_r$  - largura de banda;

$f_{up}$  - componente de frequência superior do sinal;

$f_{low}$  - componente de frequência inferior do sinal.

#### 2.4.5 Perda de retorno

A perda de retorno é um dos principais parâmetros quando refere-se a análise de projeto de antenas. De acordo com Anderson (1967), a análise de quadripolo é eficiente em circuitos de Rádio Frequência (RF) para determinação dos parâmetros de espalhamento (parâmetros S) em termos de tensões complexas normalizadas em relação à tensão e corrente de entrada. Os parâmetros de espalhamento estão ligados diretamente com a eficiência de operação das antenas, já que a modelagem de linha de transmissão é aplicável à alimentação destas.

A razão de ondas estacionárias de tensão indica o grau de desvio entre a impedância da carga ligada à linha de transmissão e a impedância característica da linha de transmissão. É baseado nos módulos de valores máximos e mínimos e está relacionado com o módulo do coeficiente de reflexão. Indica também o grau de desvio na terminação.

Devido as reflexões na fronteira de uma linha de transmissão, o meio contendo a onda incidente também contém a onda refletida e a superposição destas duas ondas forma um padrão de ondas estacionárias. O coeficiente ou razão de onda estacionária de tensão, *VSWR* (*Voltage Stationary Wave Ratio*), desta linha de transmissão, é definido como sendo a razão entre os valores máximos e mínimos da amplitude da onda estacionária, como mostra a Equação 10, estabelecida ao longo do comprimento  $l$  da linha de acordo Wentworth (2006).

$$VSWR = \frac{V_{m\acute{a}x}}{V_{m\acute{i}n}} = \frac{I_{m\acute{a}x}}{I_{m\acute{i}n}} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (10)$$

Onde  $\Gamma$  é o coeficiente de reflexão dado por:

$$\Gamma = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0} \quad (11)$$

A perda de retorno indica a proporção entre a potência incidente e a refletida, ou seja, corresponde ao parâmetro  $S_{11}$  na matriz de espalhamento, assim é definida como na Equação 12.

$$RL_t(\text{dB}) = 20 \log \left| \frac{V_i^-}{V_i^+} \right| (\text{dB}) = 20 \log |\Gamma_i| (\text{dB}) \quad (12)$$

Onde  $RL$  (*Return Loss*) é a perda de retorno. Sendo excelente índice para determinação do desempenho de antenas, na qual é aceito na prática valores menores do que -10 dB.

### 3 METAMATERIAIS

Nesse capítulo é discutido a conceituação dos materiais artificiais, denominados metamateriais, expondo a nova classe dos materiais, velocidade de grupo e de fase, como também algumas aplicações dos metamateriais.

#### 3.1 INTRODUÇÃO

Os primeiros estudos com o intuito de explorar o conceito de material “artificial”, remete desde do final do século XIX, quando Jagadis Chunder Bose em 1898 realizou o primeiro experimento de micro-ondas em estruturas torcidas, que hoje são denominadas como meios quirais. Em 1948, Kock criou lentes leves fazendo uso de micro-ondas com arranjos de esferas condutoras, discos e fitas, dispostos periodicamente. Victor Veselago em 1967, pesquisava o comportamento de ondas planas propagando-se em materiais cuja permissividade e permeabilidade eram simultaneamente negativas (VESELAGO, 1968). Seus estudos teóricos mostraram que para uma onda plana monocromática propagando-se uniformemente em tal meio, a direção do vetor de *Poyting* é antiparalelo à direção da velocidade de fase, ao contrário da propagação de uma onda plana em um meio convencional.

Na época em que publicou seus resultados, o próprio cientista mencionou que estes tipos de materiais não estavam disponíveis e seu trabalho ficou restrito apenas a curiosidades. Nessa época, arranjos com fios condutores dispostos periodicamente na vertical, onde se interceptam mutuamente, mostrado na Figura 10, poderia obter meios com permissividade negativa abaixo da frequência de plasma (ROTMAN, 1962).

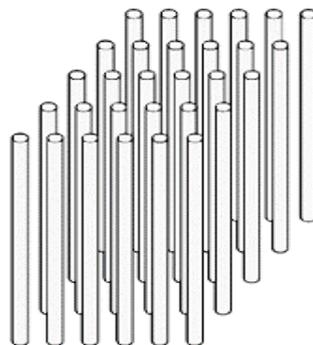


Figura 10 – Arranjo periódico de fios finos condutores para produzir um meio com permissividade negativa.

Fonte: ROTMAN, 1962.

Pendry (1999) concretizou a teoria introduzindo um arranjo periódico de uma estrutura de tal modo a produzir uma permeabilidade magnética efetiva a partir de ressoadores em forma de anel com fendas opostas. Este é o conceito de um SRR (*Split Ring Resonator*), ilustrado na Figura 11.

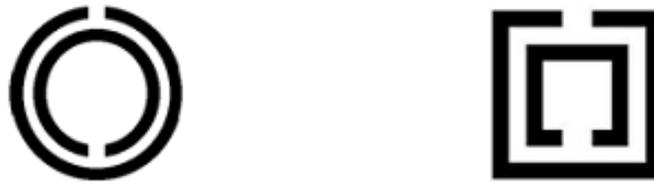


Figura 11 – SRR para produzir um meio com permeabilidade negativa.

Fonte: PENDRY et al., 1999.

Sabendo do comportamento e das propriedades que as estruturas dos fios finos e SRR citadas poderiam proporcionar, foi possível a criação de um meio que obtivesse ambas as propriedades. Smith (2000), demonstraram pela primeira vez experimentalmente a existência de LHMs (*Left Handed Metamaterials*), com as estruturas indicadas na Figura 12.



(a)



(b)

Figura 12 – (a) Primeira demonstração experimental de LHM, (b) um LHM isotrópico 2-D.

Fonte: PENDRY e SMITH et al, 2006.

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 2006 (SCIENCE, 2006).

### 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 (CALOZ e ITOH, 2006) na Equação 13 a seguir:

$$n = \pm \sqrt{\mu_r \varepsilon_r} \quad (13)$$

Em que  $\mu_r$  e  $\varepsilon_r$  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  $\varepsilon_0 = \varepsilon / \varepsilon_r = 8,854 \cdot 10^{-12}$ , respectivamente. Na Equação 13 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  $\varepsilon$  e  $\mu$  são (+,+), (+,-), (-,+) e (-,-).

A Figura 13 mostra as quatro possibilidades do sinal dos termos da Equação 13, onde as situações I, II e IV são casos conhecidos em materiais convencionais, e o caso III se trata de material com índice de refração negativo.

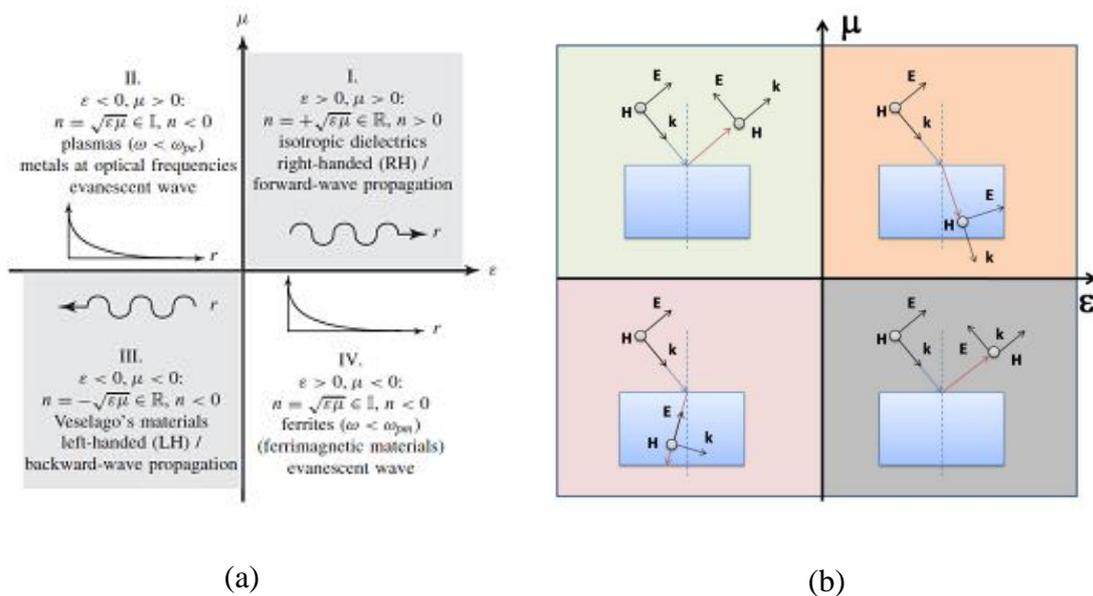


Figura 13 – Diagrama de permissividade-permeabilidade e índice de refração.

Fonte: CALOZ e ITOH, 2006.

A Figura 13(b) ilustra o que acontece quando um raio luminoso encontra um meio com  $\varepsilon$  e  $\mu$  dados. No caso de materiais convencionais ( $\varepsilon > 0$  e  $\mu > 0$ ), o raio é refratado de modo a se aproximar ou se afastar da normal. Os materiais que estão no segundo quadrante, com ( $\varepsilon < 0$  e  $\mu > 0$ ), refletem completamente a radiação, apenas ondas evanescentes conseguem penetrar neles. Plasmas e a maioria dos metais estão entre esses meios. A reflexão também ocorre nos meios com ( $\varepsilon > 0$  e  $\mu < 0$ ), que também não permitem a propagação de ondas. Alguns materiais magnéticos estão entre esses últimos meios. No último tipo de material, aqueles com ( $\varepsilon < 0$  e  $\mu < 0$ ), a refração volta a ocorrer, mas o raio refratado vai para o mesmo lado da normal em que se encontra o raio incidente, devido ao valor negativo do índice de refração.

Veselago determinou que se  $\varepsilon$  ou  $\mu$  fossem negativos, ou seja, tivessem sinais opostos, o material não suportaria a propagação de ondas eletromagnéticas (VESELAGO, 1968). Este fenômeno veio a ser conhecido como “*Electromagnetic Band Gap (EBG)*”. Tem-se ainda a região onde  $\varepsilon$  e  $\mu$  são positivos, que é o caso dos materiais convencionais (RHM – *Right-Handed Materials*) onde a refração ocorre positivamente; e a região onde  $\varepsilon$  e  $\mu$  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, mostrado na Equação 14, comparado aos meios convencionais (índice de refração negativo).

$$n_1 \text{sen}\theta_1 = n_2 \text{sen}\theta_2 \quad (14)$$

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 a Figura 14, é possível observar o fenômeno da refração nos dois meios. Para o índice positivo, o raio refratado produz um ângulo positivo com a normal, já para índice negativo, o raio refratado produz um ângulo negativo com a normal.

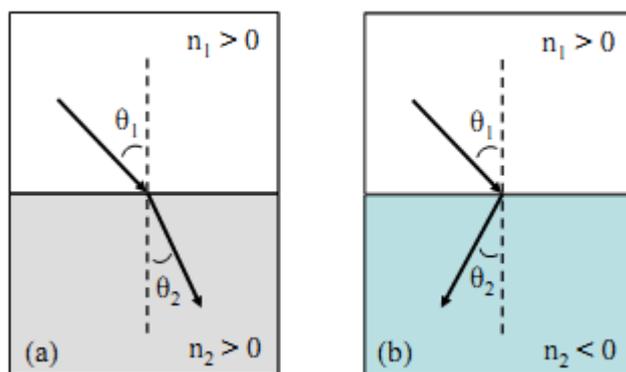


Figura 14 – (a) Refração de um raio de luz ao passar pela interface entre dois meios com índices de refração positivos, (b) Refração de um raio de luz que passa de um índice de refração positivo para outro com índice negativo.

Fonte: SUDHAKARAN, 2006.

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, apontam em direções opostas, como mostra a Figura 15.

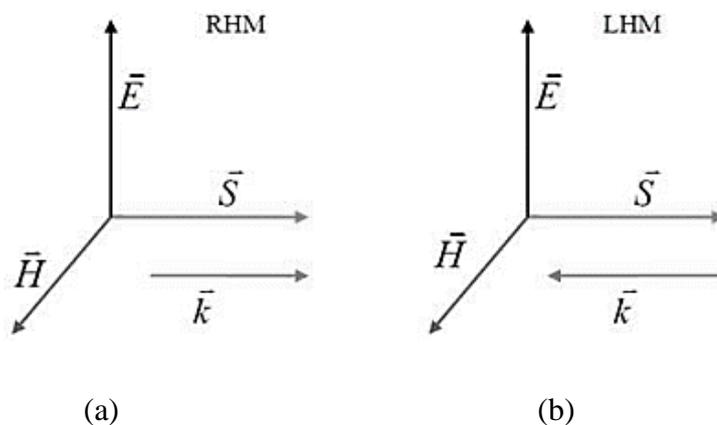


Figura 15 – Ilustração das direções do campo elétrico, do campo magnético, do vetor de Poynting e do vetor de onda (a) RHM e (b) LHM.

Fonte: SUDHAKARAN, 2006.

Entretanto, estes materiais artificiais, com índice de refração negativo, possuem os valores de  $\epsilon$  e  $\mu$  dependentes da frequência, ou seja, são meios dispersivos, sendo simultaneamente negativos dentro de uma estreita faixa de frequência (CALOZ e ITOH, 2006).

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 (SMITH et al., 2000; SHELBY et al., ZIOLKOWSKI et al., 2002).

### 3.3 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 (BARROS, 2012). 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 pela Equação 15.

$$v_p = \frac{\lambda}{T} \quad (15)$$

Onde  $T$  é o período e  $\lambda$  é o comprimento.

Da mesma forma, na teoria de eletromagnética pode ser expressa pela relação entre a frequência angular e o número de onda, de acordo a Equação 16.

$$v_p = \frac{\omega}{k} \quad (16)$$

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 pode ser expressa na Equação 17, a seguir.

$$v_g = \frac{\partial \omega}{\partial k} \quad (17)$$

### 3.4 APLICAÇÕES PARA METAMATERIAIS LHM

O LHM pode ser usado em diversas aplicações. Uma lente ideal (ou superlente) são possíveis aplicações. Lentes convencionais só são capazes de ampliar a luz até o limite de difração. Superlentes feitas de metamaterial permitiriam a geração de imagens além do limite de difração, podendo melhorar a capacidade das células solares na captação fótons. Considerando que uma estrutura pode ser ajustável variando-se parâmetros construtivos, pode-se, então, ajustar seu índice de resposta para casar melhor com o espectro solar, permitindo o desenvolvimento de metamateriais com grande largura de banda e grandes ângulos de incidência que poderão aumentar a captação de luz nas células solares (BURGOS et al., 2010).

Outra aplicação para LHM é na construção de guia de ondas plasmônicos. Guias de ondas plasmônicos são estruturas que conseguem dirigir essas ondas acopladas ao longo de um material. Além de ser mais fácil de fabricar, o novo metamaterial pode ter seu índice negativo de resposta ajustado por meio da alteração dos materiais usados na sua fabricação ou da geometria dos guias de onda. Isto permite que este seja fabricado afim de apresentar o índice de refração negativo para vários comprimentos de onda da luz, para qualquer ângulo de incidência e para luz de qualquer polarização.

Um exemplo bastante citado em estudos de metamateriais e suas aplicações é a criação de um *invisibility cloak* (manto da invisibilidade), ou simplesmente *cloak*. Os metamateriais guiariam a luz em torno de um objeto, ao invés de refletir ou refratar a luz. Deste modo, para as ondas de luz e os olhos humanos que os observam, o objeto não estaria lá. As ondas de luz são guiadas pelos metamateriais em um percurso que contorne o objeto, e voltam a se reunir por trás dele, retomando o curso original.

## 4 DETERMINAÇÃO E OBTENÇÃO DA PERMISSIVIDADE, PERMEABILIDADE E ÍNDICE DE REFRAÇÃO NEGATIVO

Neste capítulo são apresentadas as teorias físicas e eletromagnéticas, além dos conceitos que envolvem a permissividade, permeabilidade e o índice de refração de um metamaterial. Nos tópicos 4.1 e 4.2 são apresentados a permissividade e a permeabilidade negativa, respectivamente, em seguida no tópico 4.3 é analisado o índice de refração negativo.

### 4.1 PERMISSIVIDADE NEGATIVA ( $\epsilon < 0$ ).

A permissividade é uma constante física que descreve como um campo elétrico afeta e é afetado por um meio. A permissividade é determinada pela habilidade de um material de polarizar-se em resposta a um campo elétrico aplicado e, dessa forma, cancelar parcialmente o campo dentro do material. Uma maneira de obter permissividade negativa é através de um arranjo periódico de fios finos (*thin-wire*).

Uma estrutura de fios finos é um conjunto de fios paralelos ordenados na mesma direção como ilustrado na Figura 16. A permissividade  $\epsilon$  negativa pode ser obtida para todas as frequências abaixo da frequência de plasma, desde que o campo elétrico da onda eletromagnética esteja polarizado paralelamente aos fios ( $\vec{E} \parallel z$ ).

A teoria e suas derivações que dominam o comportamento da estrutura de fios finos podem ser encontradas em (PENDRY, 1996).

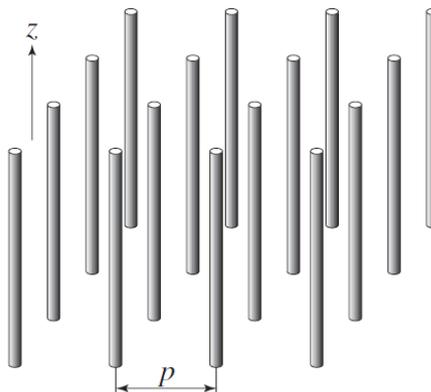


Figura 16 – Estrutura composta por fios milimétricos (*thin wire* – TW).

Fonte: CARLOZ e ITOH, 2006.

Uma estrutura efetiva homogênea é uma estrutura cuja média do comprimento estrutural de célula  $p$  é muito menor que um comprimento de onda guiada  $\lambda_g$ . 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 será denominada como o limite de homogeneidade efetiva, quando a onda se propaga no meio metamaterial. Então o metamaterial apresenta uma permissividade plasmônica em função da frequência (PENDRY et al., 1999) de acordo a Equação 18.

$$\varepsilon_r = 1 - \frac{\omega_{pe}^2}{\omega^2 + j\omega\xi} = 1 - \frac{\omega_{pe}^2}{\omega^2 + \xi^2} + j \frac{\xi\omega_{pe}^2}{\omega(\omega^2 + \xi^2)} \quad (18)$$

O plasma é um meio com uma concentração igual de cargas positivas e negativas, dos quais pelo menos um tipo de carga é móvel. Em um sólido, as cargas negativas dos elétrons de condução são compensadas por uma concentração igual de carga positiva dos núcleos de íons (KITTEL, 1996).

A frequência de plasma elétrica, mostrada na Equação 19, traduz a frequência com que os elétrons livres no metal conseguem vibrar e a Equação 20, refere-se ao fator de amortecimento devido às perdas do metal.

$$\omega_{pe}^2 = \sqrt{\frac{2\pi c^2}{p^2 \ln\left(\frac{p}{r}\right)}} \quad (19)$$

$$\xi = \frac{\varepsilon_0 \left(\frac{p\omega_{pe}}{r}\right)^2}{\pi\sigma} \quad (20)$$

Onde

$c$  – velocidade da luz;

$r$  – raio dos fios;

$\omega_{pe}$  - frequência plasmática elétrica;

$\sigma$  - condutividade do metal.

#### 4.2 PERMEABILIDADE NEGATIVA ( $\mu < 0$ )

A carga elétrica é responsável por diversas respostas elétricas em materiais dielétricos. Devido à inexistência de cargas magnéticas análoga a uma carga elétrica, é mais difícil obter um material com permeabilidade magnética negativa (AYDIN, 2004). Para se obter permeabilidade negativa deve-se estender as propriedades magnéticas dos materiais. Pendry em 2001, conseguiu um aumento da resposta magnética do material artificial projetado introduzindo elementos capacitivos na estrutura. Com isso Pendry conceitualizou um meio composto por anéis metálicos que funcionam como dipolos magnéticos macroscópicos, permitindo que o material possa ter uma resposta forte na proximidade da frequência de ressonância dessas estruturas. Ele chamou essas inclusões de “*Split Ring Ressonadores*”, ou seja, são anéis metálicos fendidos, mostrada na Figura 17, chamado nesse trabalho como ressoadores, se a excitação do campo magnético ocorrer perpendicularmente ao plano da estrutura ( $\vec{H} \perp y$ ).

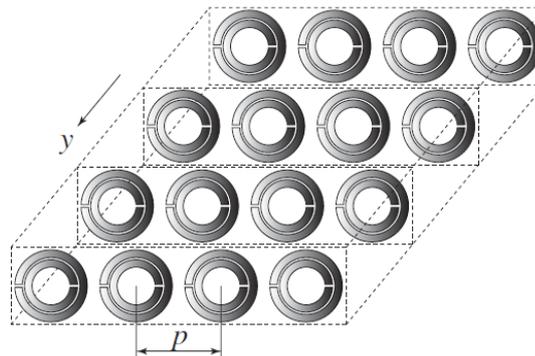


Figura 17 – estrutura composta pelos ressoadores de anel partido (SRR's).

Fonte: CARLOZ e ITOH, 2006.

Esse metamaterial exibe uma função de frequência do tipo plasmática para a permeabilidade (PENDRY et al. 1999) dada na seguinte forma da Equação 21, sendo os seus termos mostrados nas Equações 22, 23 e 24, a última refere-se ao fator de preenchimento devido as perdas.

$$\mu_r = 1 - \frac{F\omega^2}{\omega^2 - \omega_{0m}^2 + j\omega\xi} = 1 - \frac{F\omega^2(\omega^2 - \omega_{0m}^2)}{(\omega^2 - \omega_{0m}^2)^2 + (\omega\xi)^2} + j \frac{F\omega^2\xi}{(\omega^2 - \omega_{0m}^2)^2 + (\omega\xi)^2} \quad (21)$$

$$F = \pi \left( \frac{r}{p} \right)^2 \quad (22)$$

$$\omega_{0m} = c \sqrt{\frac{3p}{\pi \ln(2wr^3 / s)}} \quad (23)$$

$$\zeta = \frac{2pR'}{r\mu_0} \quad (24)$$

Onde

$\omega_{0m}$  - frequência de ressonância magnética;

$s$  – espaço entre os anéis;

$R'$  - resistência do metal por unidade de comprimento;

$w$  – espessura do anel.

Apesar da estrutura com SRR não ser composta de material magnético, devido à presença de um momento de dipolo magnético artificial formado nos anéis ressoadores esta estrutura apresenta uma resposta magnética (CALOZ e ITOH, 2006). A Figura 18 mostra o circuito elétrico equivalente de um anel ressoador, onde é possível observar que há um acoplamento capacitivo entre os anéis.

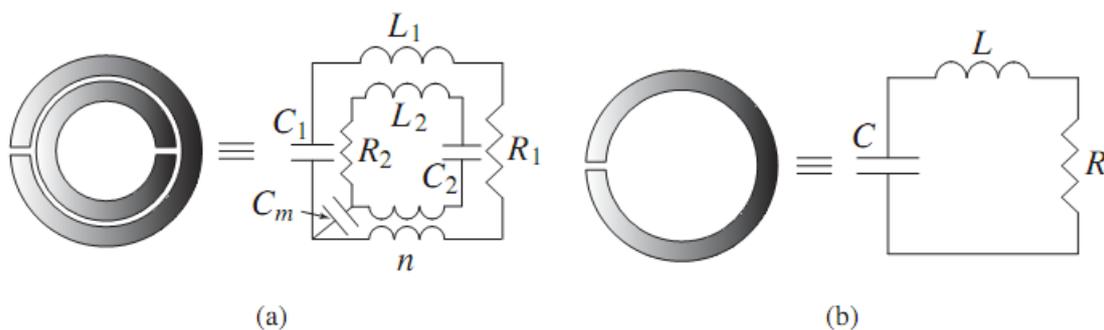


Figura 18 – Modelo de circuito equivalente do SRR, (a) SRR configuração dupla e (b) configuração simples.

Fonte: CALOZ e ITOH, 2006.

O circuito equivalente do SRR é mostrado na Figura 19 (CALOZ e ITOH, 2006). Na configuração de anel duplo, Figura 19(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 19(b) o modelo do circuito é um simples ressoador RLC com frequência ressonante mostrada na Equação 25. 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  $L1 \approx L2 \approx L$  e  $C1 \approx C2 \approx C$ , 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. Vale ressaltar que o SRR exibe uma resposta magnética ressonante às ondas eletromagnéticas quando o vetor campo magnético  $H$  for paralelo ao eixo dos SRR's.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (25)$$

Nos SRR's, duas grandezas importantes são a capacitância e a indutância do anel, uma vez que são elas que definem a frequência de ressonância da estrutura. Bilotti et al. (2007) propuseram uma maneira de se obter esses parâmetros em estruturas com múltiplos SRR (*Multiple Split-Ring Resonators - MSRR*) de diversas geometrias. Como exemplo tem-se a Figura 20 para a aplicação do equacionamento proposto por (BILOTTI, 2007).

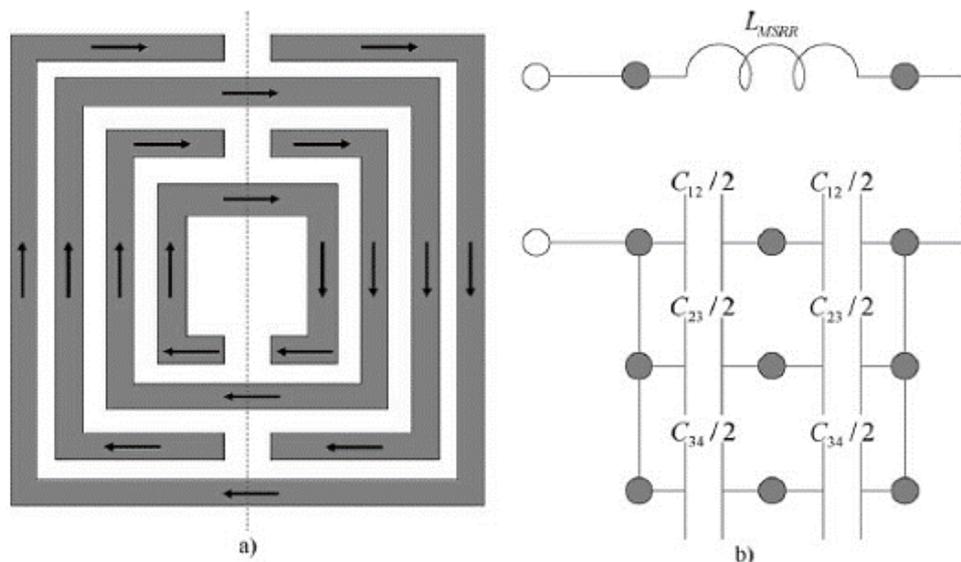


Figura 19 – Exemplo de um MSRR (a) Com quatro anéis ressoadores, (b) Circuito elétrico equivalente.

Fonte: BILOTTI, 2007.

As Equações (26-27) referem-se ao equacionamento para o cálculo da indutância e capacitância, de múltiplos ressoadores de anéis partidos de uma estrutura, respectivamente.

$$L_{MSRR} = 2,43 \cdot \mu_0 \cdot [l - (N-1) \cdot (s+w)] \cdot \left[ \ln \left( \frac{0,98}{\rho} \right) + 1,84 \cdot \rho \right] \quad (26)$$

$$C_{MSRR} = \frac{N-1}{2} \cdot [2l - ((2N-1) \cdot (w+s))] \cdot C_0 \quad (27)$$

Onde

$L_{MSRR}$  - indutância do SRR;

$C_{MSRR}$  - capacitância do SRR;

$\mu_0$  - permeabilidade magnética no vácuo;

$\rho$  - razão de preenchimento;

$C_0$  - capacitância por unidade de comprimento;

$N$  - número de anéis.

Segundo Bilotti et al. em 2007, os parâmetros  $\rho$  e  $C_0$  podem ser definidos a partir das Equações 28 e 29, respectivamente.

$$\rho = \frac{(N-1)(w+s)}{[l - (N-1)(w+s)]} \quad (28)$$

$$C_0 = \varepsilon_0 \cdot \left\{ 1 + \frac{2}{\pi} \cdot \text{arctg} \left[ \frac{h}{2 \cdot \pi \cdot (w+s)} \right] \cdot (\varepsilon_r - 1) \right\} \cdot \frac{K(\sqrt{1-k^2})}{K(k)} \quad (29)$$

Onde

$h$  - espessura de cobre do SRR;

$\varepsilon_0$  - permissividade no vácuo;

$\varepsilon_r$  - permissividade relativa;

$K$  - é a integral elíptica completa de primeira espécie.

### 4.3 ÍNDICE DE REFRAÇÃO NEGATIVA ( $n < 0$ )

As ondas eletromagnéticas na natureza, inclusive a luz, podem ser entendidas a partir da regra da mão direita estabelecida no eletromagnetismo, onde matematicamente são obtidas a partir das equações de Maxwell. Esta regra é caracterizada pelo posicionamento de alguns dedos da mão direita, na qual o polegar indica a direção do campo elétrico  $E$  e o indicador refere-se a direção do campo magnético  $H$ , sendo separados por um ângulo de  $90^\circ$  entre si, como também a direção de propagação da onda é indicado pelo dedo médio perpendicular aos campos  $E$  e  $H$ . Assim a partir das equações de Maxwell, tem-se:

$$\nabla_x E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad (30)$$

$$\nabla_x H = \frac{\partial D}{\partial t} \quad (31)$$

$$\nabla \cdot D = \rho \quad (32)$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (33)$$

Onde  $B = \mu H$  e  $D = \varepsilon E$ . Procedendo com a manipulação das equações de Maxwell, a partir da Equação 30, aplicando  $\nabla_x$  em ambos os lados:

$$\nabla_x \nabla_x E = -\nabla_x \frac{\partial \mu H}{\partial t} \quad (34)$$

$$\nabla_x \nabla_x E = \nabla(\nabla \cdot E) - \nabla^2 E = -\mu \frac{\partial(\nabla_x H)}{\partial t} \quad (35)$$

Como  $\nabla_x H = \frac{\partial D}{\partial t}$  e  $\nabla(\nabla \cdot E) = \nabla \cdot D = 0$  então tem-se a Equação 36.

$$\nabla^2 E = \mu \frac{\partial^2 D}{\partial t^2} \quad (36)$$

Assim obtém-se a Equação 37 de onda vetorial para o espaço livre para o campo elétrico.

$$\nabla^2 E = \mu\epsilon \frac{\partial^2}{\partial t^2} E \quad (37)$$

Da mesma forma de análise para o campo elétrico, obtém-se agora a equação de onda vetorial no vácuo para o campo magnético partindo da Equação 31. Assim tem-se a Equação 38 a seguir.

$$\nabla^2 H = \mu\epsilon \frac{\partial^2}{\partial t^2} H \quad (38)$$

Analisando a equação (37),  $\epsilon$  e  $\mu$  não são problemas se ambos os sinais são positivos ou negativos. A solução da (37) e (38) tem a forma  $\exp[i(nkd - \omega t)]$ , onde  $n = \sqrt{\epsilon_r \mu_r}$  é o índice de refração e  $k$  é o número de onda. Onde também se sabe que:

$$k = \omega \sqrt{\epsilon\mu} = k_0 n, \quad (k = \alpha + j\beta) \quad (39)$$

$$v = \frac{\omega}{k} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} = \frac{c}{n} \quad (40)$$

$$Z = \frac{k}{\omega\epsilon} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \zeta Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \cdot Z_0 \quad (41)$$

Onde  $c$  é a velocidade da luz dado por  $\frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}$ ,  $k_0$  é o número de onda no espaço livre  $\frac{\omega}{c}$ ,  $Z_0$  é a impedância da onda no espaço livre  $\sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$ ,  $\epsilon_r$  é a permissividade relativa dada por  $\frac{\epsilon}{\epsilon_0}$ ,  $\mu_r$  é a permeabilidade relativa  $\frac{\mu}{\mu_0}$ . Considerando uma onda plana propagando-se ao longo do eixo  $z$ , o vetor campo elétrico  $E$  e o vetor campo magnético  $H$  podem ser definidos pelas Equações (42) e (43), a seguir.

$$E = E_0 e^{jkz - j\omega t} \vec{a}_x \quad (42)$$

$$H = H_0 e^{jkz - j\omega t} \vec{a}_y \quad (43)$$

O valor médio do vetor *Poynting*, o qual indica a direção de propagação da energia e da onda, correspondente às Equações (42) e (43), é dado por:

$$S = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(E \times H^*) = \frac{|E_0|^2}{2} \operatorname{Re}\left(\frac{1}{Z^*}\right) e^{-2\alpha z} \vec{a}_z \quad (44)$$

Segundo Caloz e Itoh (2006), os metamateriais descritos por Pendry et al. (1999) e Shelby et al. (2001) são anisotrópicos e caracterizados por tensores biaxiais de permeabilidade e permissividade, de acordo com as Equações 45 e 46.

$$[\mu] = \mu_0 \begin{bmatrix} \mu_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \mu_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \mu_{zz} \end{bmatrix} \quad (45)$$

$$[\varepsilon] = \varepsilon_0 \begin{bmatrix} \varepsilon_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{zz} \end{bmatrix} \quad (46)$$

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

## 5 MODELAGEM DA ANTENA COM SUBSTRATO METAMATERIAL

A metodologia utilizada neste trabalho baseia-se na modelagem de novas estruturas no substrato da antena de microfita. Inicialmente, para o projeto de uma antena referência, ou antena padrão, mostrada na Figura 20, tem-se na sua composição o plano de terra completo, e alimentação por uma linha de microfita, onde na sua análise fundamenta-se a teoria do método da linha de transmissão, na qual as dimensões da antena foram calculadas a partir das Equações de (1) a (6). O projeto da antena padrão foi desenvolvido através dos parâmetros da antena de microfita *patch* retangular, a partir da caracterização da frequência de operação para 10 GHz, espessura do substrato de 2,5 mm, permissividade relativa do meio de 4,4 e uma tangente de perdas  $\tan \delta = 0,02$  localizado paralelo ao plano x-y e centrado na origem do sistema de coordenadas cartesiano (x, y, z), dimensiona-se assim, o comprimento (W) e largura (L) do *patch*, comprimento ( $W_m$ ) e largura ( $L_m$ ) da linha de microfita, para uma impedância de 50  $\Omega$  e comprimento (P) de largura (Q) do substrato. Para determinar o comprimento do inset feed, foi apresentada em 2003 por Ramesh e Yip uma equação que é válida para valores de permissividade relativa entre 2 e 10 ( $2 \leq \epsilon_r \leq 10$ ) a fim de aproximar a impedância de entrada da linha de microfita ao valor de 50  $\Omega$ . Na determinação da largura do *inset feed*, algumas medidas podem ser utilizadas. Segundo Araújo e Silva (2011) a mesma largura da linha de transmissão ( $W_m$ ) pode ser utilizada como a largura do inset feed. Para Luna et al (2013) a largura do *inset feed* é calculado de modo que possua dimensão igual a metade da largura  $W_m$  da linha de transmissão da antena, esses valores são mostrados na Tabela 3.

Tabela 3 – Dimensões da antena padrão para 10 GHz.

Dimensões (mm)	
W	9,12
L	5,87
$W_m$	4,0
$L_m$	2,0
P	13,85
Q	11,5
$y_0$	1,8
$y_m$	1,0

Fonte: Autoria própria.

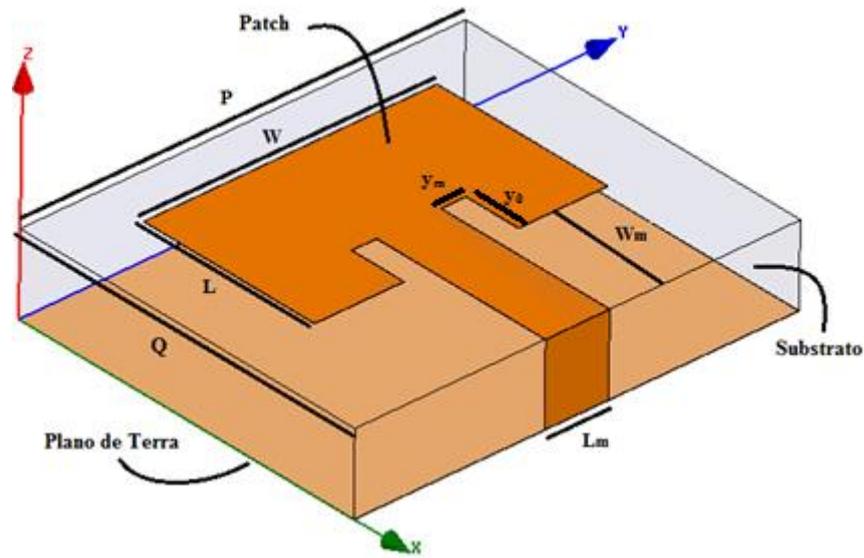


Figura 20 – Antena de microfita padrão para a frequência de 10 GHz.

Fonte: Autoria própria.

Baseado na ideia de Veselago (1967) sobre o comportamento de ondas planas propagando-se em materiais que possuem permissividade e permeabilidade simultaneamente negativas, o modelo de estrutura unitária proposta por Smith et al. (2005), como mostra a Figura 21, foi demonstrada a existência do meio com ambas propriedades eletromagnéticas negativas, vista na Figura 22.

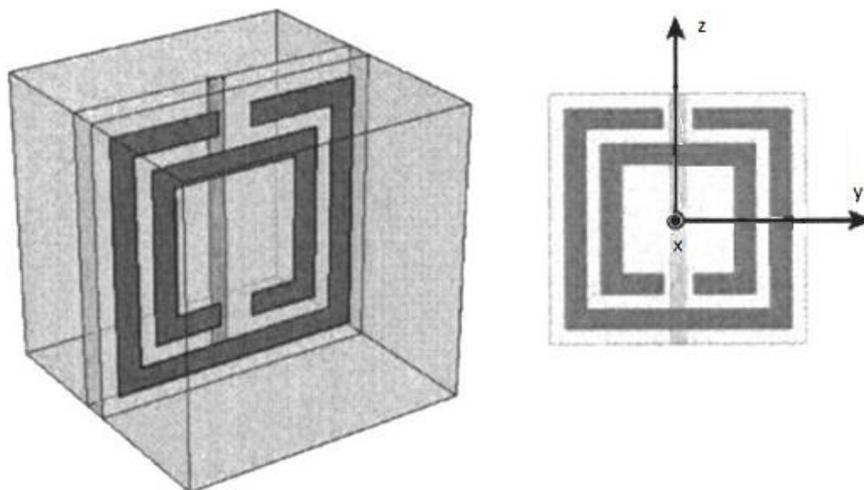


Figura 21 – Estrutura proposta por Smith et al.

Fonte: SMITH et al., 2005.

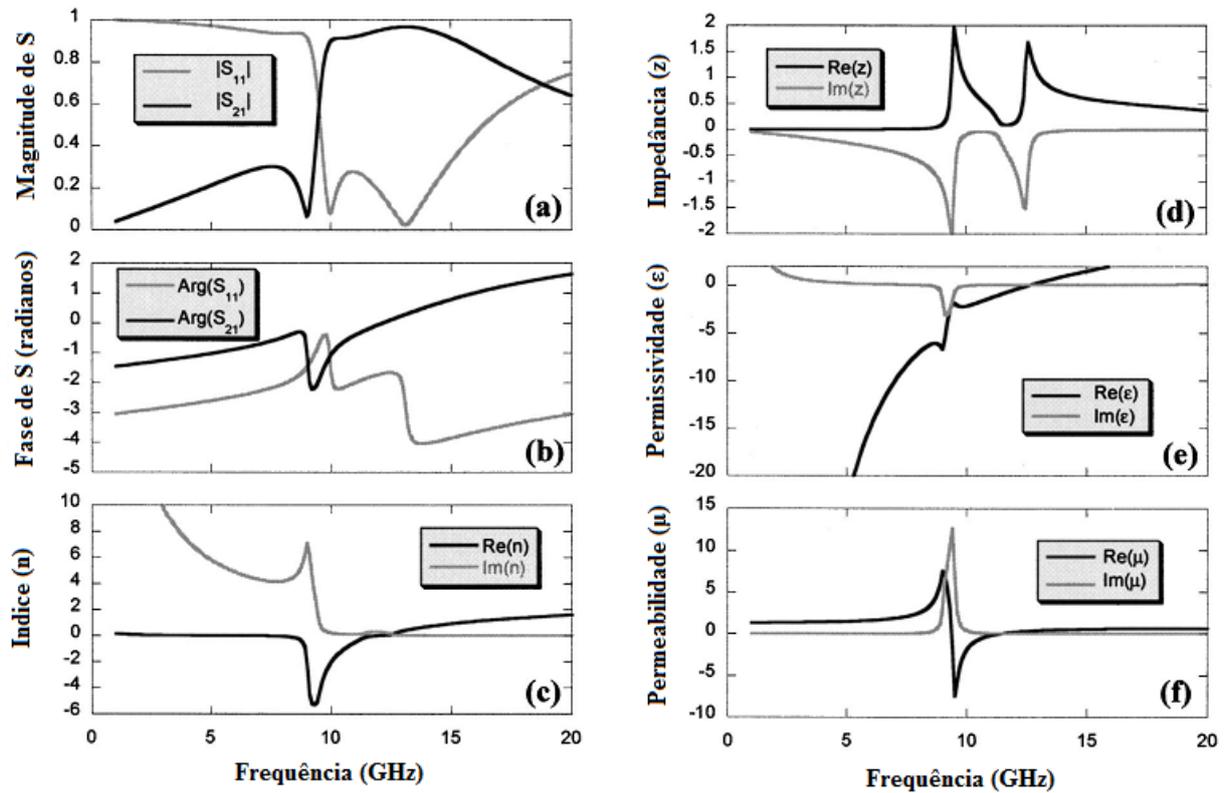


Figura 22 – Respostas obtidas para estrutura da proposta por Smith et al.

Fonte: SMITH et al., 2005.

Sendo assim, foi analisado neste trabalho um arranjo composto de células unitárias dispostas periodicamente no substrato da antena de microfita e verificado através de simulações numéricas realizadas com auxílio de ferramentas computacionais. A antena em estudo possui em seu substrato anéis ressoadores (SRR) quadrados periodicamente arranjados de forma a variar algumas características dessa estrutura arranjada observando a sua influência nos parâmetros de radiação.

A estrutura do substrato é formada por cinco pequenos blocos de fibra de vidro (FR4) onde possui constante dielétrica de 4,4 e são posicionados perpendicularmente com o plano de terra, os elementos ressoadores quadrados estão distribuídos na parte frontal dos blocos, além do TW (*Thin Wire*), ou fios finos, que estão inseridos na parte posterior, como mostra a Figura 23.

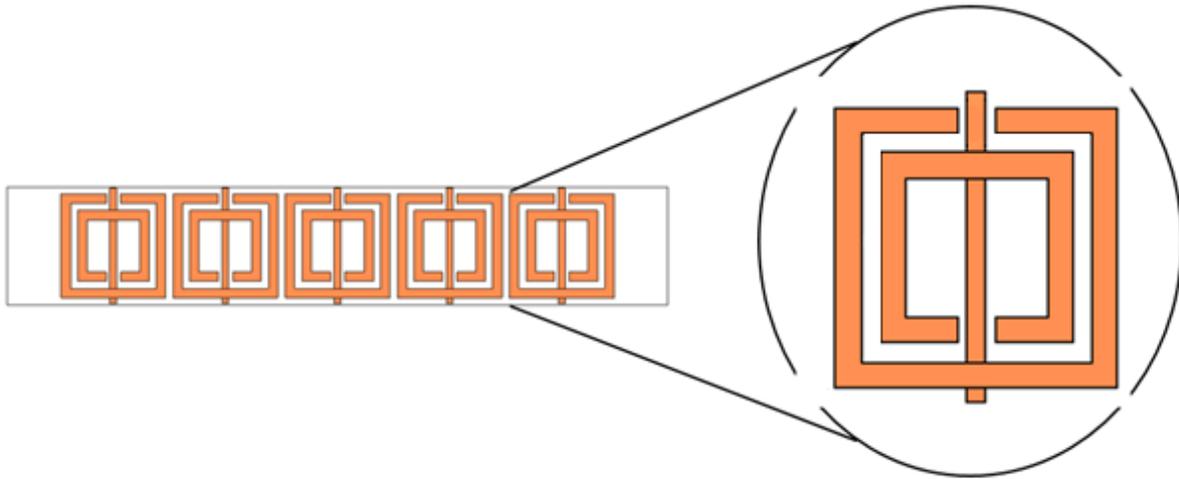


Figura 23 – Estrutura do substrato com SRR.

Fonte: Autoria própria.

A antena mostrada na Figura 24, consiste em um projeto da antena de microfita com substrato metamaterial do tipo SRR retangular combinado com TW. A antena foi projetada a partir de uma antena referência, ou padrão, com operação para 10 GHz, onde essa escolha de frequência se deve a faixa em que a estrutura proposta para o substrato possui índice de refração negativo situada na banda entre 9 a 12 GHz (SMITH et al., 2005), em que a formalização dessa estrutura em sua célula unitária, tem respostas de comportamento metamaterial. Visto que a estrutura possui propriedades de permissividade e permeabilidade negativas, o estudo do comportamento do arranjo dessas células unitárias de ressoadores dispostos periodicamente na região do substrato, remete a uma investigação no que essa estrutura proporciona em uma antena de microfita quando aplicada na área de comunicação, e a interferência nos seus respectivos parâmetros de análise.

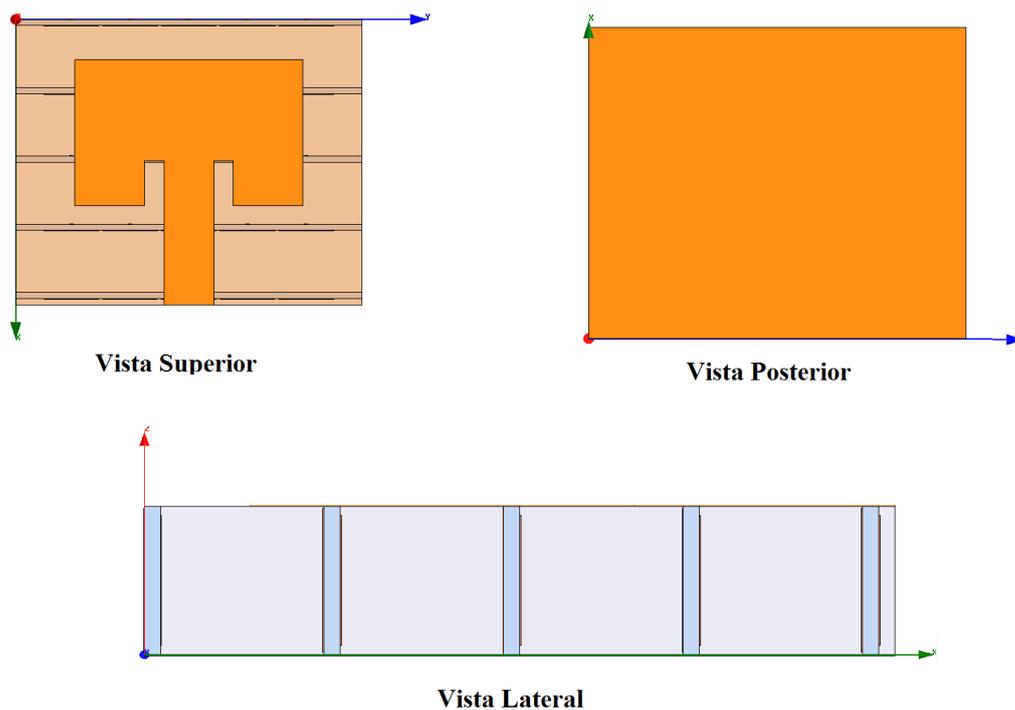


Figura 24 – Antena microfita com substrato metamaterial.

Fonte: Autoria própria.

## 5.1 MODELAGEM DA ANTENA DE MICROFITA COM SUBSTRATO METAMATERIAL

A geometria do projeto da antena com substrato metamaterial, apresentada na Figura 25, possui as seguintes dimensões: o plano de terra com 13,85 (P) x 11,5 (Q) mm<sup>2</sup> e espessura do substrato com 2,5 mm, o *patch* retangular com comprimento (W) de 9,12 mm e largura (L) de 5,87 mm, conectado a uma linha de microfita de largura de 2,0 mm e comprimento 4,0 mm para uma impedância de 50  $\Omega$ , além do *inset feed* de 1,8 mm. Da mesma forma que cada bloco, composto de cinco ressoadores e fios finos localizados perpendicularmente ao plano de terra, possuem entre si uma periodicidade de 2,5 mm, os ressoadores entre si de um único bloco também possuem uma periodicidade entre si de 2,35 mm.



A obtenção dos resultados simulados se deu através da ferramenta computacional *ANSYS HFSS*<sup>®</sup>, baseado no método dos elementos finitos, foi utilizada para verificar o comportamento da antena com substrato metamaterial e a antena padrão, onde estas são comparadas de forma a observar os seus desempenhos, analisando os parâmetros de perda de retorno, diretividade, ganho, largura de banda.

## 5.2 RESULTADOS DA COMPARAÇÃO DA ANTENA PADRÃO E COM METAMATERIAL

Para efeito de comparação foi realizada 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 de 10 GHz. Quanto ao aspecto eletromagnético a Figura 27 mostra um comparativo da perda de retorno entre as duas antenas, para uma faixa de frequência de 6 – 16 GHz.

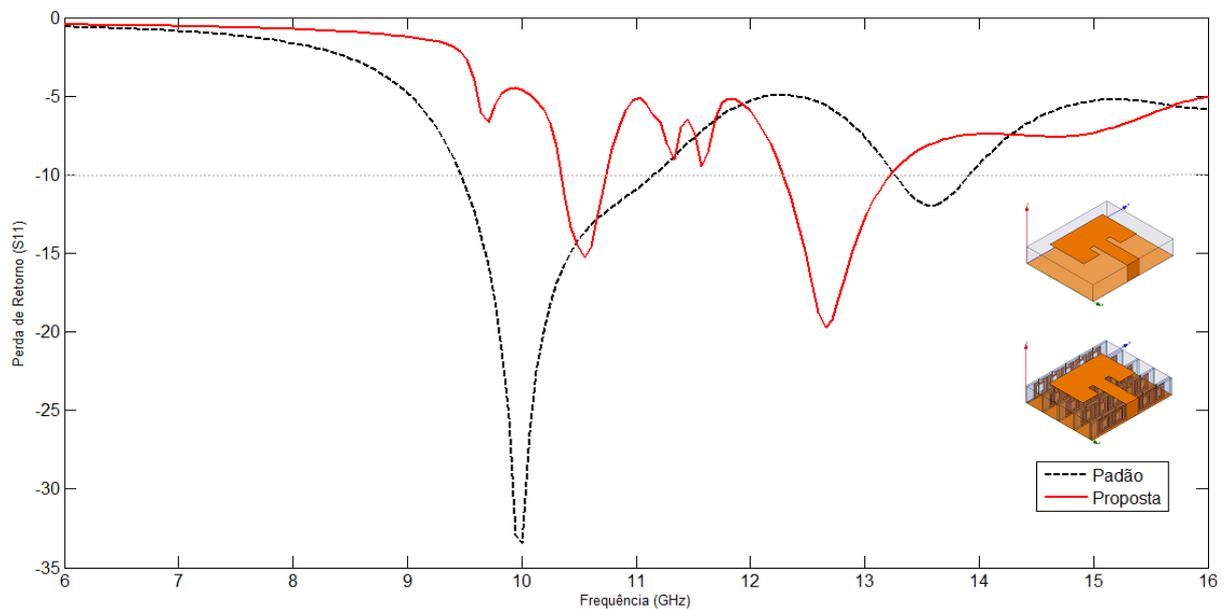
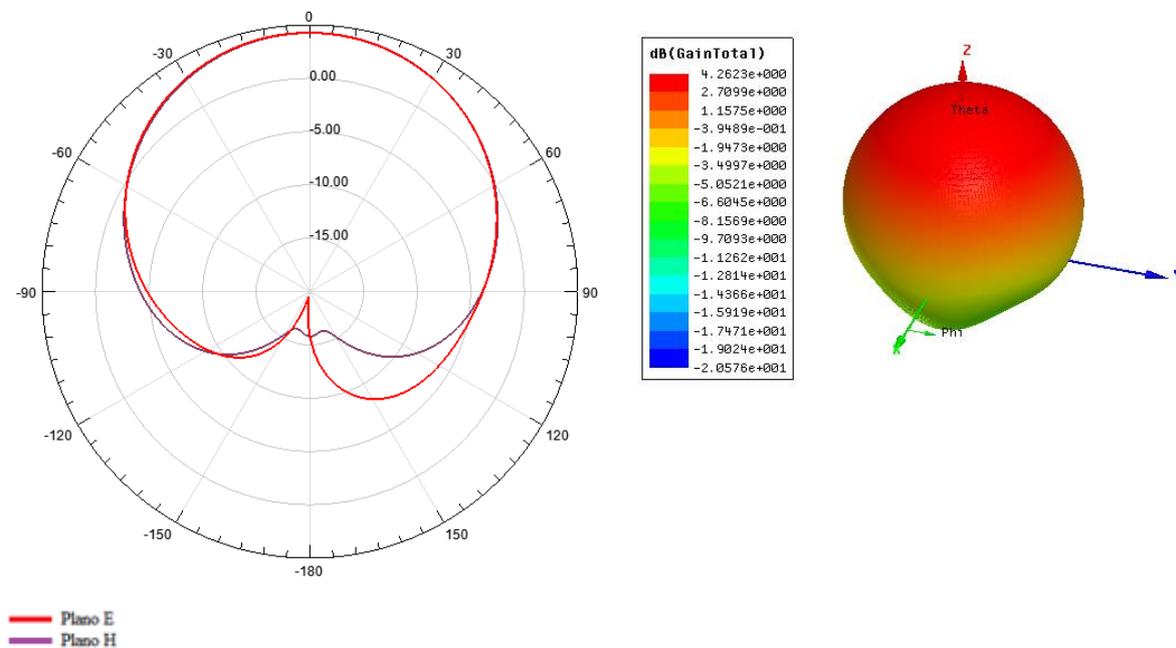


Figura 27 – Comparação da perda de retorno entre a antena de microfita padrão e a com metamaterial no substrato.

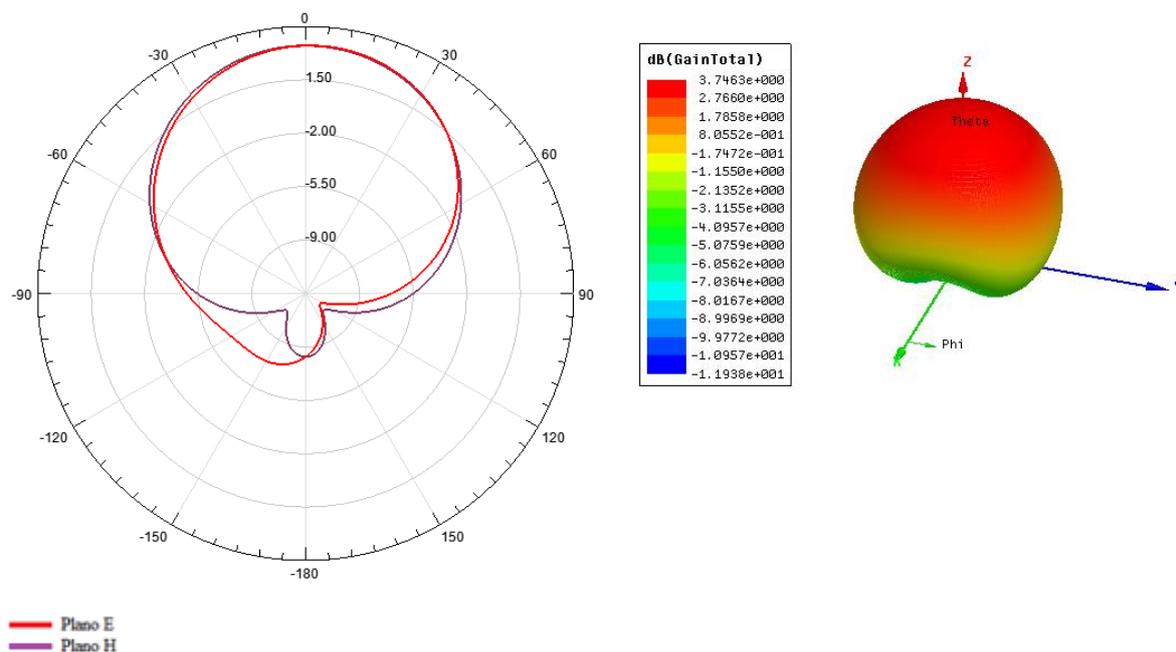
Fonte: Autoria própria.

De acordo com a Figura 27, pode-se verificar no primeiro modo ressonante entre as duas antenas, que houve um acréscimo no valor dos parâmetros S11 de aproximadamente 18,2 dB, além do deslocamento na frequência por parte da antena com metamaterial, que deve-se ao fato da mudança nos parâmetros eletromagnético da permissividade e permeabilidade do material utilizado no substrato, como também a imprecisão do casamento de impedância da antena com substrato metamaterial, onde esse resultado já era esperado devido as perdas de *looping* de corrente nas espiras das células unitárias, e as perdas capacitivas por utilizar substrato mais espesso. Entretanto, para o segundo modo ressonante, a antena com substrato metamaterial apresentou uma diminuição no valor dos parâmetros S11 em torno de 7,77 dB em relação a antena padrão, além de um aumento na largura de banda para esse segundo modo ressonante. Como também, houve uma proximidade nos dois modos ressonantes com substrato metamaterial. Assim, a antena com metamaterial em seu substrato, apresenta um comportamento de banda dupla para uma faixa de frequência observada (6 - 16 GHz), o que permite em algumas aplicações a antena funcionar em duas bandas de frequência.

Na análise dos diagramas de radiação para campos distantes, duas formas são representadas: 2D e 3D no plano E e plano H, como ilustra a Figura 28.



(a)



(b)

Figura 28 – Resultados simulados dos diagramas de radiação em 2D e 3D do plano E e plano H para (a) Antena padrão (b) Antena com metamaterial no substrato.

Fonte: Autoria própria.

De forma comparativa, o ganho total das antenas padrão e com metamaterial, são mostrados na Figura 28(a), referentes a antena padrão, como também para a antena com substrato metamaterial, ilustrados na Figura 28(b). Assim, pode-se observar que a antena padrão, possui um ganho total 0,52 dB maior em relação ao da antena com substrato metamaterial.

Nesse contexto de análise, foi realizado a variação de alguns parâmetros da estrutura no substrato metamaterial, sofrendo variação as dimensões do fio fino e os *gaps* dos ressoadores, a fim de verificar o comportamento da antena de microfita com essas alterações.

### 5.2.1 Variação no fio fino

É apresentado nesta seção os resultados para a variação da largura do fio fino inserido no substrato, ao lado oposto do anel. A variação da dimensão da largura do fio inicia-se em 0,14 mm e finaliza em 0,74 mm ao passo de 0,2 mm. A alteração nas dimensões na largura do fio fino reflete diretamente na frequência de plasma e no comportamento da permissividade. A frequência de plasma representa a frequência limite para que a permissividade possa apresentar

comportamento negativo. É mostrado na Figura 29 uma análise das respostas da perda de retorno em relação a variação da largura do fio fino, para uma análise comportamental na faixa de frequência de 8 a 14 GHz.

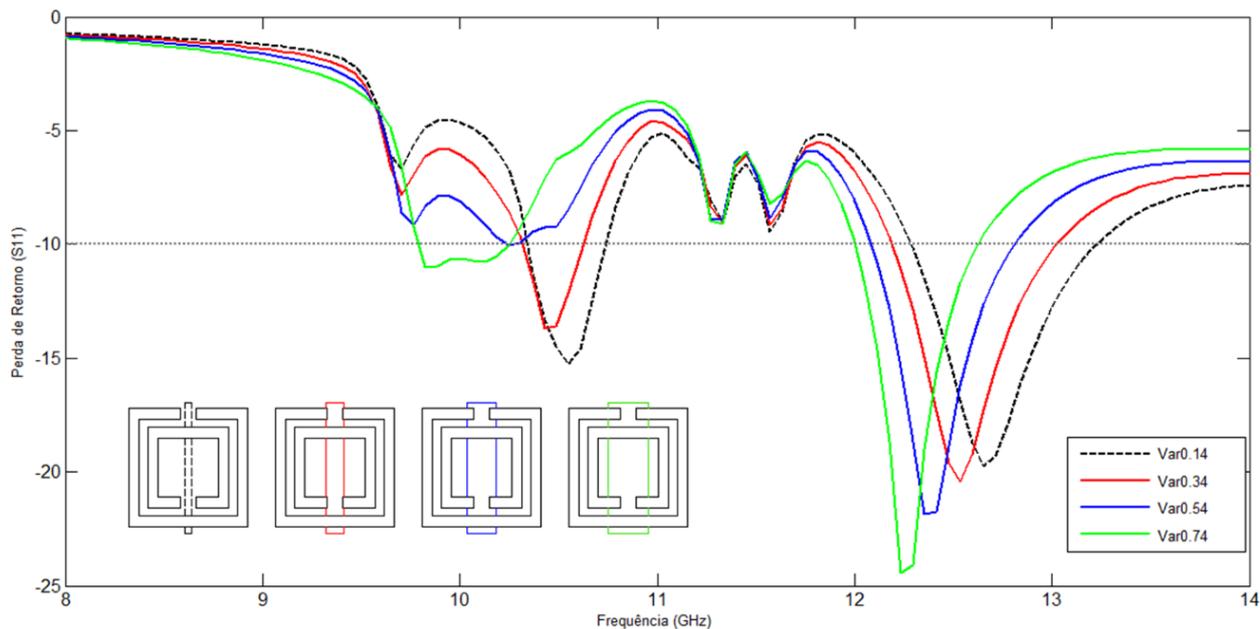


Figura 29 – Resposta da perda de retorno para variações no fio fino.

Fonte: Autoria própria.

Pode-se observar na Figura 29 uma postura *dual band*, ou seja, aparecimento de banda dupla no momento em que a antena é simulada e dois modos de ressonância distintas são representados. Para esses modos ressonantes, verifica-se que a frequência se desloca a medida que altera-se a largura do fio, onde o primeiro modo apresenta significantes mudanças referidas a perda de retorno, verificando que a variação de 0,4 mm do fio (Var0,14 a Var0,54) não ressoe a -10 dB, para a frequência de projeto 10 GHz, já a análise do comportamento do segundo modo faz com que essa variação diminua a largura de banda quanto a perda de retorno na antena com metamaterial no substrato. Isto se deve ao fato que o aumento na quantidade de material metálico na estrutura do substrato influencia na propagação da onda eletromagnética por esse meio, onde o fio que inicialmente era fino torna-se uma chapa metálica, refletindo a onda eletromagnética de volta ao anel, comprometendo e alterando o comportamento do anel, responsável pela resposta da permeabilidade. No entanto, tais distorções não comprometeram a obtenção de um meio com índice de refração negativa.

### 5.2.2 Variação no *gap*

Uma polarização elétrica nos ressoadores é induzida quando o campo elétrico se propaga ao longo do eixo z, de maneira que as cargas são concentradas em lados opostos dos anéis. A resposta magnética é gerada devido ao campo magnético variante no tempo e propagando ao longo do eixo x, fazendo com que ocorra uma circulação de correntes sendo induzida nos anéis. A resposta magnética nos ressoadores será ressonante, devido aos *gaps* capacitivos dentro e entre os anéis, onde permite que a magnitude do dipolo magnético induzido seja elevada. Contudo, a resposta da permeabilidade magnética e a capacitância do anel são interferidas pela variação do *gap* na estrutura do SRR. Desse modo, foi realizado variações no *gap* com o intuito de analisar o comportamento nos parâmetros da antenna na alteração da resposta capacitiva.

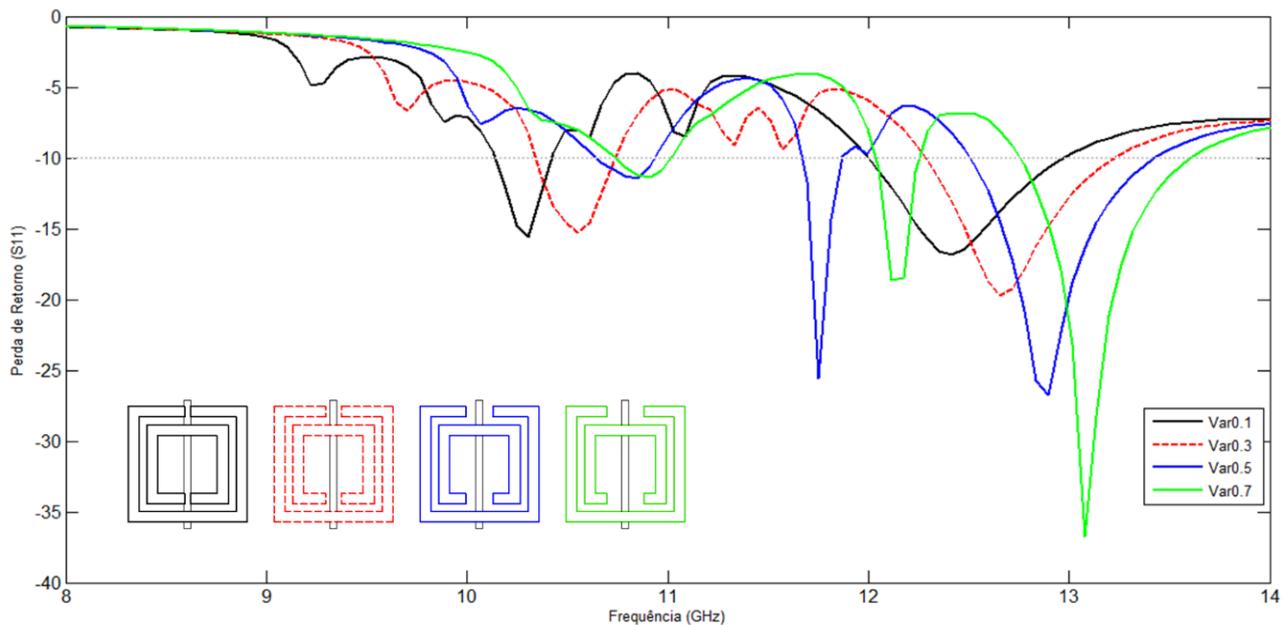


Figura 30 – Resposta da perda de retorno para variações no *gap* dos anéis.

Fonte: Autoria própria.

De acordo com a Figura 30, foi possível observar, além da postura *dual band*, que a variação do *gap* dentre 0,1 mm a 0,7 mm no passo de 0,2 mm, resultou em um deslocamento do primeiro modo ressonante para valores de frequências crescentes, como também, verificasse a partir da variação 0,5 mm (Var0,5) o aparecimento de mais um modo ressonante além dos dois já existentes, ou seja, uma postura *tri band* para as variações de 0,5 mm e 0,7 mm.

## 6 PROJETO DAS ANTENAS DE MICROFITA COM SRR ARRANJADOS PERIODICAMENTE NO SUBSTRATO

A inclusão dos ressoadores de anéis partidos (SRR) dispostos periodicamente na estrutura do substrato, faz com que o dispositivo opere em diversas faixas de frequência, ou seja, apresenta uma característica de ser multi banda, que possibilita a utilização em sistemas de comunicação com frequência de operação distintas, têm sido utilizadas para melhorar o desempenho nas aplicações em antenas

O presente trabalho dispõe da modelagem computacional e da parte experimental do projeto de duas antenas de microfita para uma frequência de ressonância 5,725 GHz na banda WLAN (*Wireless Local Area Network*) operando na faixa de serviço de 5,470 – 5,650 GHz e 5,725 – 5,825 GHz. A análise computacional foi realizada através do *ANSYS HFSS*<sup>®</sup> que, por meio da especificação da frequência de operação, espessura do substrato e permissividade relativa do meio, foi possível dimensionar e verificar os resultados simulados. Para validar os resultados, foi necessário realizar o projeto de fabricação dos dispositivos modelados como também medi-los em laboratório, a fim de comprovar as suas coerências e desempenhos entre os valores simulados e medidos.

O principal objetivo deste tópico é investigar a influência e o desempenho de uma geometria formada por arranjos ressoadores confinados no substrato, para utilizar no desenvolvimento de antenas *patch* de microfita. Os resultados experimentais são em comparação com os resultados da simulação, através do Método dos Elementos Finitos (FEM), e pode ser verificado um bom acordo entre essa comparação.

### 6.1 *SPLIT RING RESOATOR* (SRR)

O *Split Ring Resoator* (SRR), como já mencionado anteriormente, é uma estrutura artificial que é utilizado para alcançar as propriedades de metamaterial (SMITH et al., 2000) empregada neste trabalho para formação de um novo substrato, onde o SRR é um par de anéis anulares concêntricos com aberturas em extremidades opostas e os dois anéis são posicionados de forma que a abertura de cada anel é localizado no lado oposto ao do outro. O SRR atua como pequenos dipolos magnéticos, o que eleva a resposta magnética do material, essa resposta é aumentada quando utiliza-se maior quantidade de anéis.

Quando o SRR é muito pequeno comparado ao comprimento de onda, em torno de um décimo do comprimento de onda, o circuito é considerado  $LC$ , onde  $L$  é a auto-indutância do anel e  $C$  a capacitância da fenda (HAND, 2009). As dimensões físicas utilizadas na geometria dos anéis são: comprimento e largura do anel externo são expressos por ‘a’, comprimento e largura do anel interno são dados por ‘b’, fenda de cada anel é representada por ‘g’, a espessura dos anéis por ‘e’ e o espaço entre os anéis de ‘f’ como pode ser visto na Figura 31.

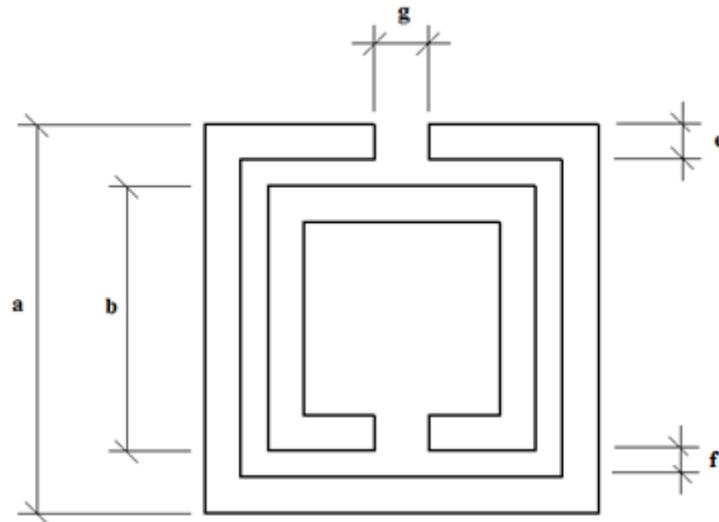


Figura 31 – Dimensões da geometria física do SRR.

Fonte: Autoria própria.

## 6.2 GEOMETRIAS DAS ANTENAS DE MICROFITA NA FREQUÊNCIA DE 5,725 GHz

Este tópico aborda a modelagem da antena padrão e com arranjos de ressoadores no substrato, sendo realizado o projeto da modelagem e a fabricação dos dispositivos proposto.

### 6.2.1 Antena de microfita padrão para 5,725 GHz

Para a antena de microfita padrão utilizada nesse trabalho, mostrada na Figura 32(a), foi adotada uma estrutura *patch* retangular alimentada por linha de microfita projetada para a frequência de 5,725 GHz. O substrato dielétrico utilizado foi a fibra de vidro (FR4), com largura ( $W$ ) e comprimento ( $L$ ), onde a permissividade relativa ( $\epsilon_r$ ) é de 4,4 e tangente de perdas ( $\tan \delta$ ) de 0,02, com altura ( $h$ ). O *patch* possui largura ( $W_0$ ) e comprimento ( $L_0$ ). A linha de microfita possui comprimento ( $t$ ) e largura ( $m$ ), como pode ser visto na Figura 32(b). O material metálico

adotado para o *patch*, plano de terra e linha de microfita foi o cobre com espessura de 0,017 mm.

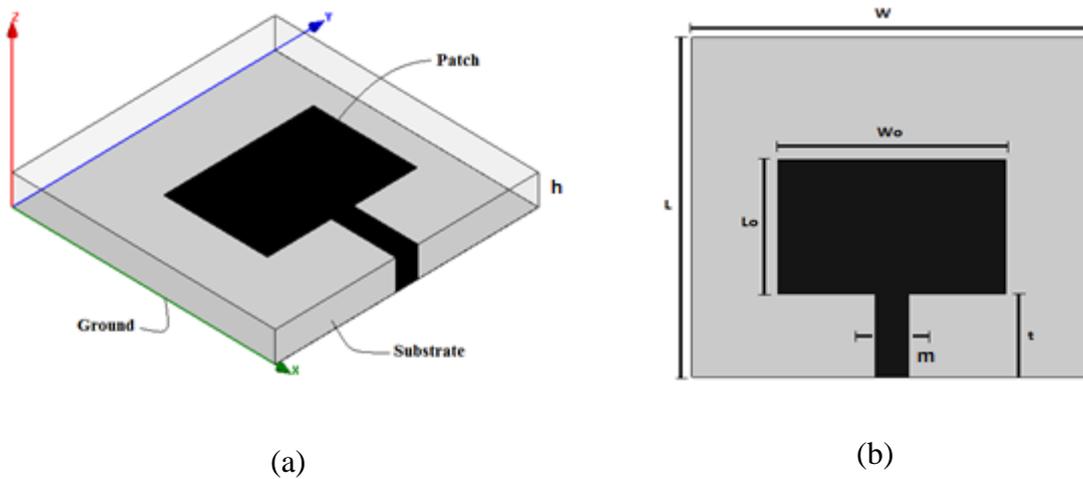


Figura 32 – Antena de microfita padrão para frequência de 5,725 GHz: (a) Modelada na plataforma computacional (b) Dimensões de projeto.

Fonte: Autoria própria.

A Tabela 4 refere-se as dimensões da antena de microfita padrão e as antenas proposta para a mesma frequência de operação 5,725 GHz, ilustrada na Figura 32 e 33 respectivamente.

Tabela 4 – Dimensões da antena padrão e a estrutura proposta.

Dispositivo	Dimensão (mm)
Antena Padrão	$W_o = 16; L_o = 11; L = 28; W = 28;$
Antena Proposta	$h = 3,1; t = 6,87 \text{ e } m = 2,3$

Fonte: Autoria própria.

## 6.2.2 Antenas propostas para 5,725 GHz

As modelagens das antenas propostas nesse trabalho possuem as mesmas dimensões da antena padrão, como mostrada na Tabela 4, entretanto com o seu substrato projetado para a inserção dos anéis ressoadores (SRR) que estão dispostos na forma periódica e confinada no interior do substrato para dois arranjos distintos, esses arranjos consistem em duas configurações no substrato da antena *patch* de microfita retangular. A Figura 33 mostra a modelagem computacional das antenas proposta, tendo como seu primeiro arranjo 4x4, com 16 elementos SRR, e o segundo arranjo 6x6, com 36 elementos SRR, visando analisar o comportamento eletromagnético dessas antenas comparadas entre si e à antena padrão.

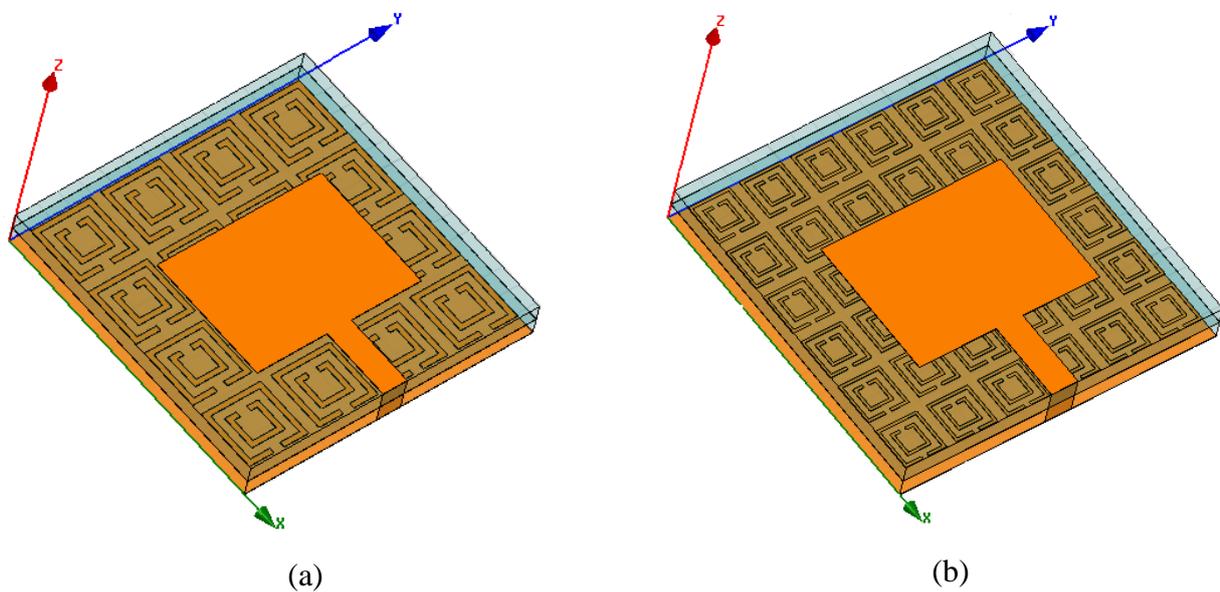


Figura 33 – Geometria das antenas proposta (a) com 16 elementos SRR (b) com 36 elementos SRR.

Fonte: Autoria própria.

A partir da ferramenta computacional foi possível realizar a comparação por meio de simulações entre uma antena padrão que possui substrato FR4 com constante dielétrica  $\epsilon_r = 4,4$  e antenas com ressoadores distribuídos uniformes confinados na estrutura do substrato, para a mesma frequência.

### 6.2.3 Projeto dos arranjos periódicos

Nessa estrutura periódica para o substrato, são realizadas duas variações na quantidade de elementos ressoadores, sendo, portanto caracterizadas por configuração 1 (4x4) e configuração 2 (6x6). A Figura 34 ilustra as duas configurações de arranjos, especificando as cotas da geometria do SRR, de modo que as dimensões projetadas para cada geometria são mostradas na Tabela 5.

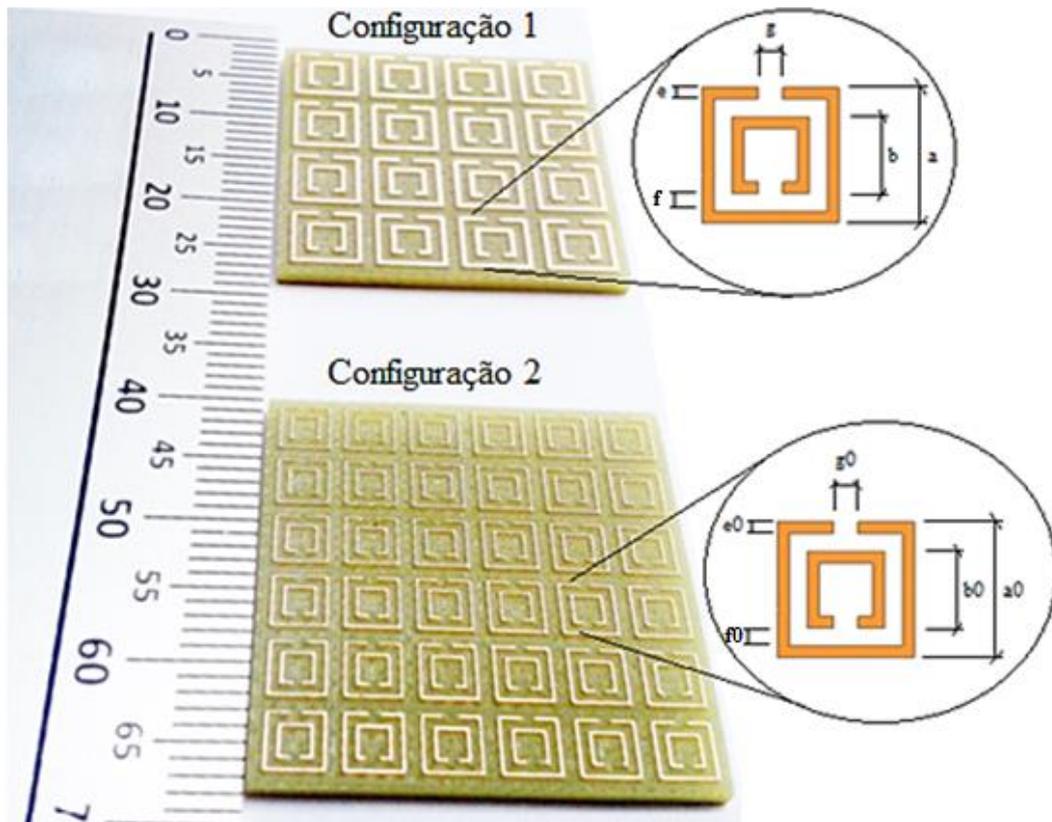


Figura 34 – Dimensões dos SRR no substrato para a configuração 1 e configuração 2.

Fonte: Autoria própria.

Tabela 5 – Dimensões das geometrias dos SRR's.

	<b>Configuração 1 (mm)</b>	<b>Configuração 2 (mm)</b>
<b>Anel externo</b>	<b>a = 5,75</b>	<b>a0 = 3,66</b>
<b>Anel interno</b>	<b>b = 3,25</b>	<b>b0 = 2,16</b>
<b>Espessura do anel</b>	<b>e = 0,5</b>	<b>e0 = 0,25</b>
<b>Abertura entre anéis</b>	<b>g = 1,0</b>	<b>g0 = 0,5</b>
<b>Espaço entre anéis</b>	<b>f = 1,0</b>	<b>f0 = 0,86</b>

Fonte: Autoria própria.

As fotografias dos protótipos para ambas configurações de arranjos no substrato das antenas são mostradas na Figura 35. As medições foram realizadas no Laboratório de Antenas, Propagação e Comunicações Móveis (LaPCom), usando um analisador de rede (*Rohde & Schwarz – ZVB*).

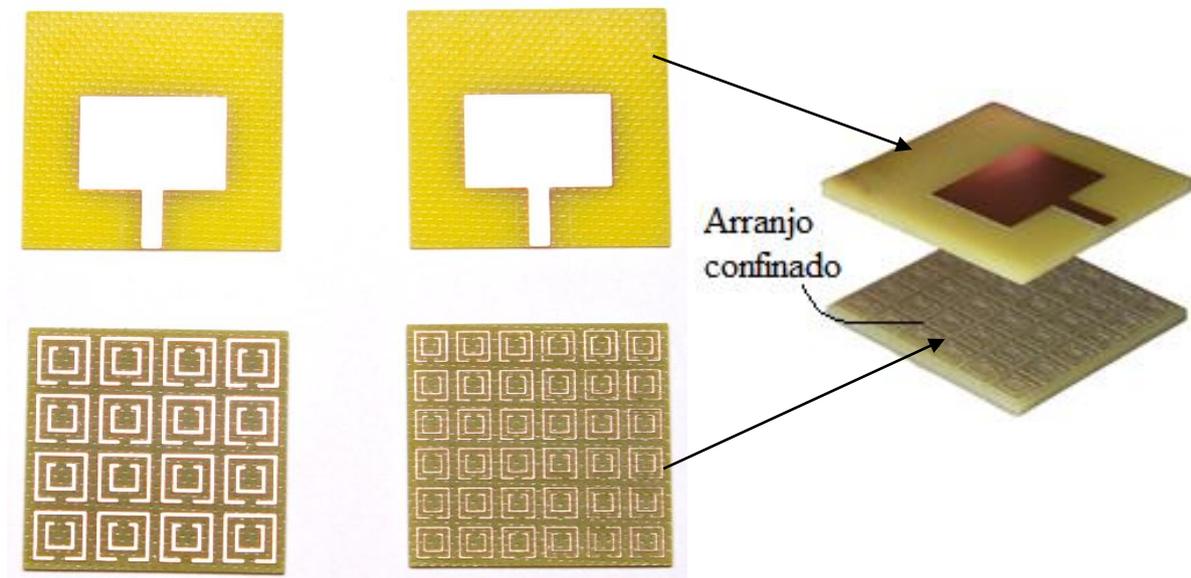


Figura 35 – Fotografia dos protótipos das antenas.

Fonte: Autoria própria.

Essas antenas propostas para as duas configurações foram caracterizadas por inserção de SRR no substrato de fibra de vidro, em que, por disponibilidade do material, a placa dielétrica utilizada para fabricação das antenas pode ser observada na Figura 36(a). Também foi utilizado a solução de perclorato de ferro, como mostra a Figura 36(b) para a corrosão mais detalhada da parte metálica de cobre para a camada superior das antenas fabricadas.



Figura 36 – (a) Placa de FR4 (b) Solução de perclorato de ferro.

Fonte: Autoria própria.

Para confecção da estrutura proposta na Figura 35 com as dimensões da Tabela 5 apresentadas através do resultado para a antena proposta, foi utilizada a fresa de prototipagem LPKF ProtoMat S42, apresentada na Figura 37, devido às pequenas dimensões do SRR e à precisão necessária para construção do mesmo.



Figura 37 – Fresa de prototipagem utilizada na fabricação das antenas propostas.

Fonte: Autoria própria.

### 6.3 ANÁLISE E DISCURSÕES DOS RESULTADOS

A análise entre o modelo padrão e as antenas proposta para 5,725 GHz, foi estudada na faixa de frequência entre 2 GHz a 12 GHz, com intuito de verificar o comportamento de ambas as antenas, baseado através de simulações computacionais e medições realizadas em laboratório (analisador de rede). Os parâmetros de desempenho da antena composta de um arranjo 4x4, com 16 elementos ressoadores distribuídos periodicamente e confinados no seu substrato, são mostradas nas Figura 38 e Figura 39 à perda de retorno em função da frequência, e os diagramas de radiação para campos distantes em 2D e 3D, respectivamente, como o comportamento do campo elétrico e magnético nos ressoadores confinados, mostrados na Figura 40.

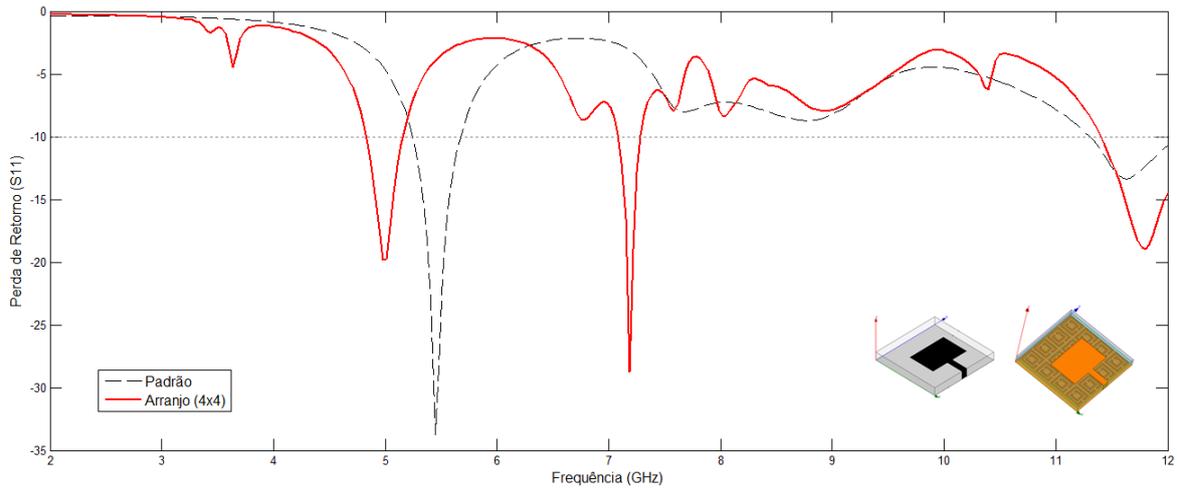


Figura 38 – Antena padrão e antena com configuração 1 simuladas.

Fonte: Autoria própria.

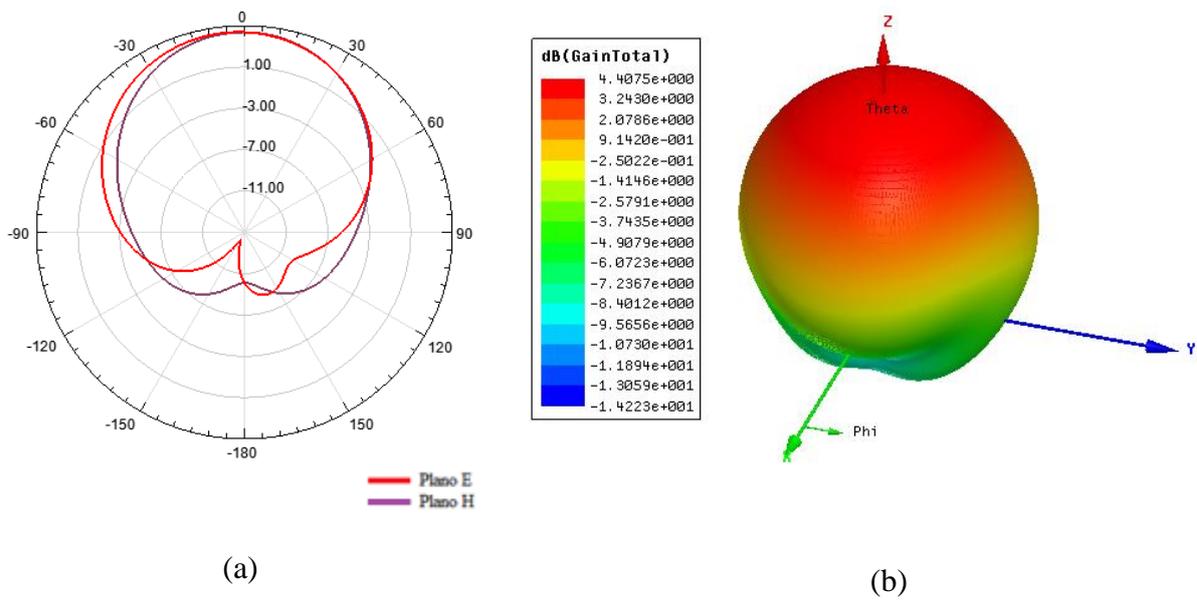


Figura 39 – Diagramas para a configuração 1 simulada (a) Radiação em 2D (b) Radiação em 3D.

Fonte: Autoria própria.

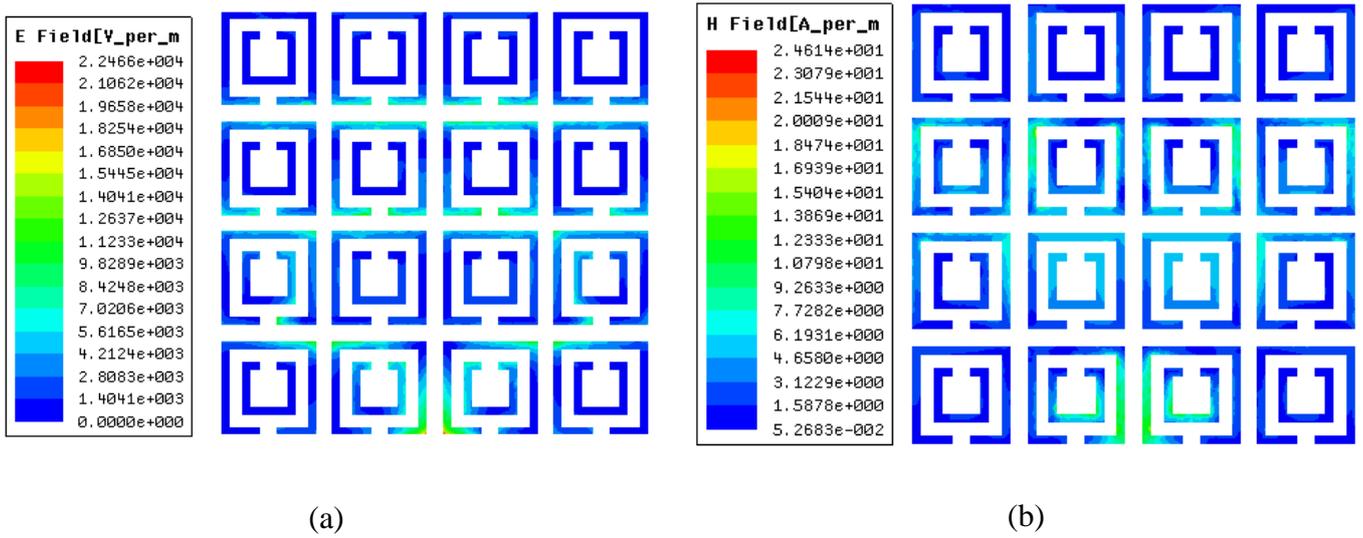


Figura 40 – Comportamentos dos campos para configuração 1 (a) Elétrico (b) Magnético.

Fonte: Autoria própria.

Os parâmetros de desempenho da antena composta de um arranjo 6x6, com 36 elementos ressoadores distribuídos periodicamente e confinados no seu substrato. As Figura 41 e Figura 42 referem-se à perda de retorno em função da frequência, e os diagramas de radiação para campos distantes em 2D e 3D, respectivamente.

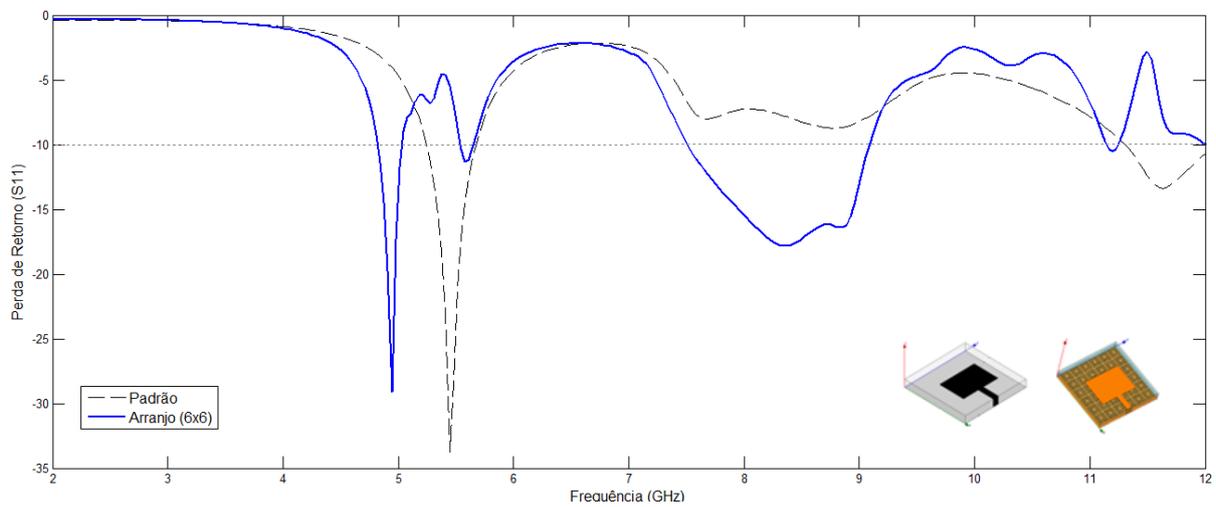


Figura 41 – Antena padrão e antena com configuração 2 simuladas.

Fonte: Autoria própria.

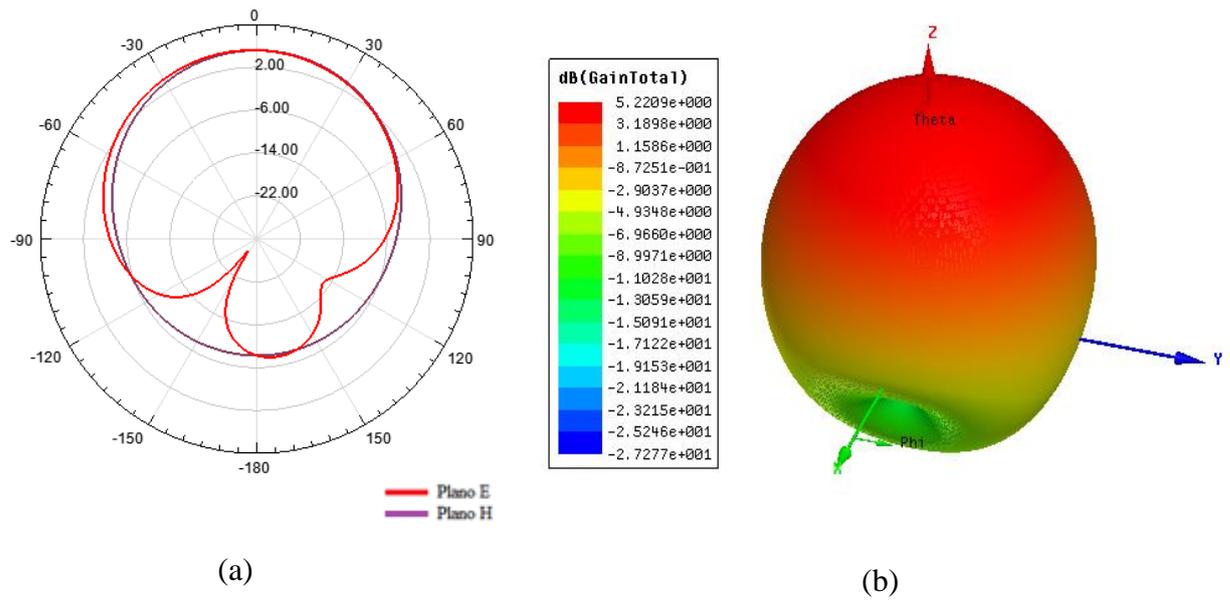


Figura 42 - Diagramas para a configuração 2 simulada (a) Radiação em 2D (b) Radiação em 3D.

Fonte: Autoria própria.

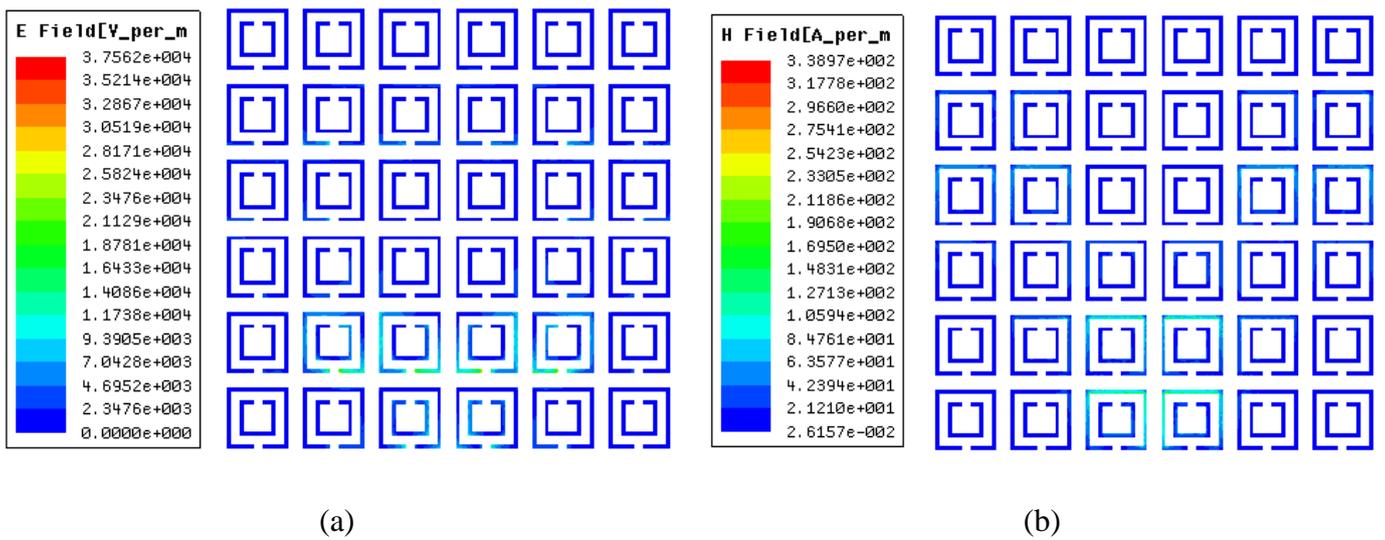


Figura 43 – Comportamentos dos campos para configuração 2 (a) Elétrico (b) Magnético.

Fonte: Autoria própria.

Para a validação dos valores obtidos com a modelagem, foi necessário a fabricação dos dispositivos, onde os arranjos estão confinados no centro do substrato, mostrados na Figura 44. Assim foi possível realizar comparações dos resultados simulados e medidos dessas antenas, afim de analisar os seus comportamentos.

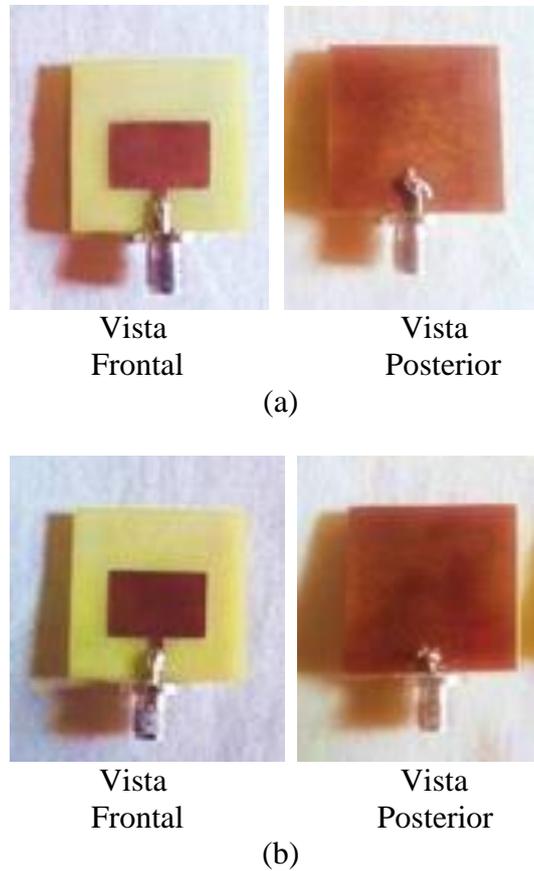


Figura 44 – Antenas fabricadas com arranjos periódicos (a) Configuração 1  
(b) Configuração 2.

Fonte: Autoria própria.

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

Os parâmetros dos dispositivos foram medidos com auxílio do Analisador de Rede Vetorial (*Vectorial Network Analyser – VNA*) *Rohde&Schwarz R&S ZVB14* com varredura de frequência de 10 MHz a 14 GHz, mostrado na Figura 45.

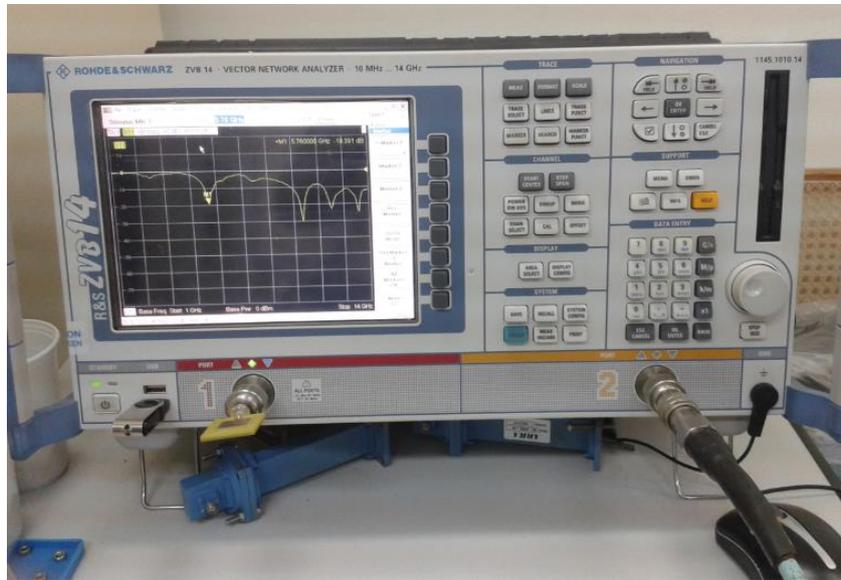


Figura 45 – Analisador de rede vetorial utilizado para medição.

Fonte: Autoria própria.

As Figura 46 e Figura 47 mostram o comportamento da perda de retorno, para os valores medido e simulado e a carta de Smith para a configuração 1 (4x4), respectivamente.

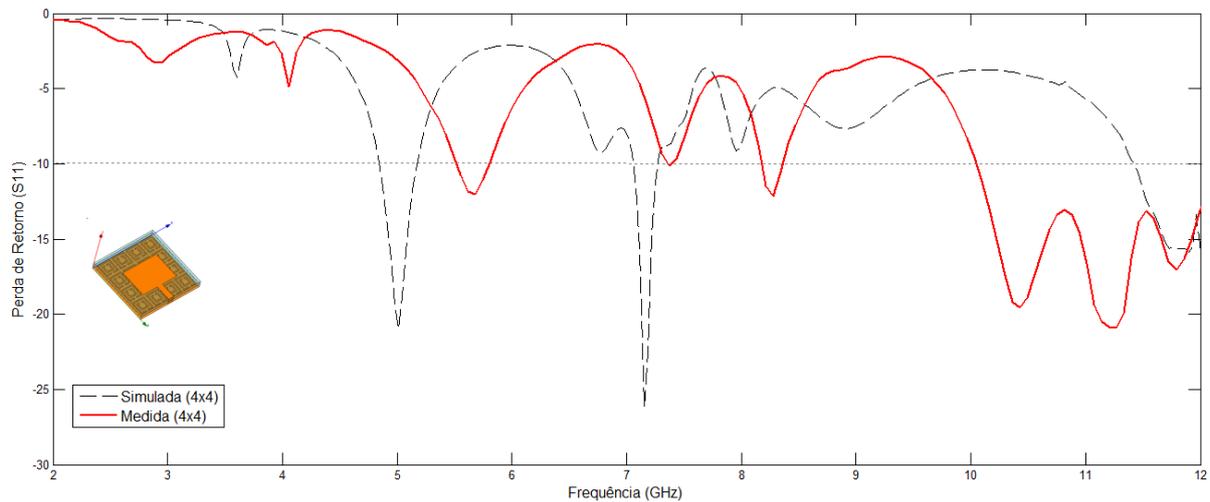


Figura 46 – Perda de retorno simulada e medida para configuração 1.

Fonte: Autoria própria.

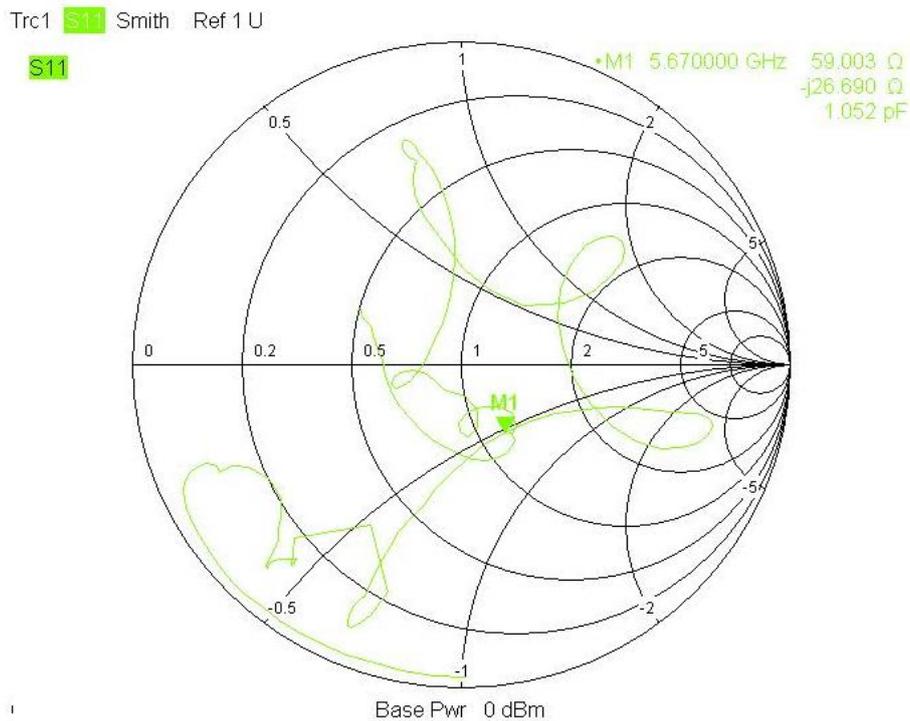


Figura 47 – Carta de Smith medida da antena com configuração 1.

Fonte: Autoria própria.

As Figura 48 e Figura 49 mostram o comportamento da perda de retorno, para os valores medido e simulado e a carta de Smith para a configuração 2 (6x6), respectivamente.

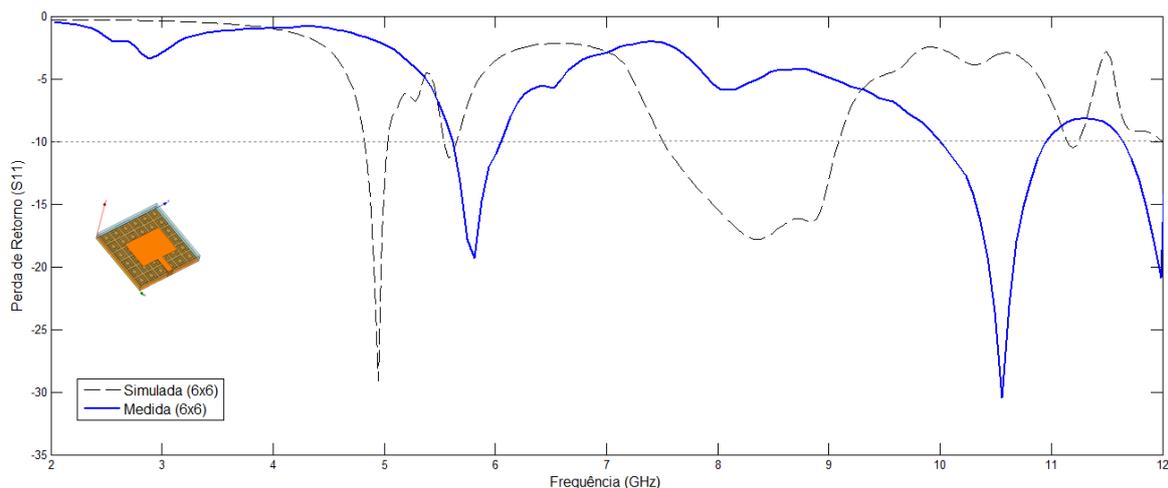


Figura 48 - Perda de retorno simulada e medida para configuração 2.

Fonte: Autoria própria.

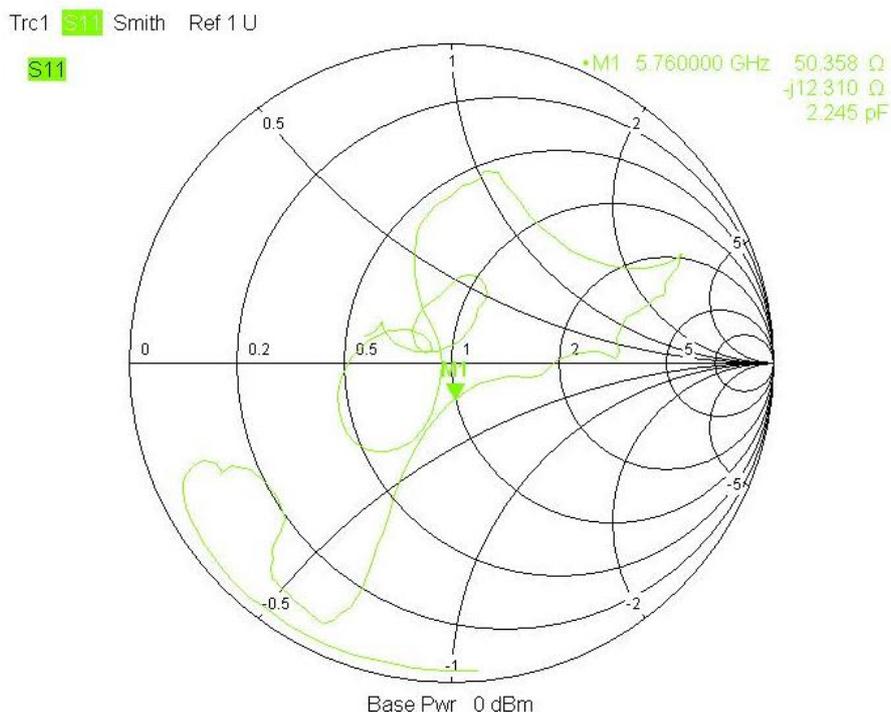


Figura 49 – Carta de Smith medida da antena com configuração 2.

Fonte: Autoria própria.

A medição da impedância na entrada de um dispositivo é importante para que haja uma máxima transferência de energia de gerador para a carga. A carta de Smith, que fornece a impedância de entrada da antena e determina a relação de tensão e corrente, que é função das dimensões físicas da antena e da permissividade elétrica usada na construção. Através das Figura 47 e Figura 49, a análise da carta de Smith, é possível observar que a impedância de entrada possui valor de  $59,0 \Omega$  e  $50,3 \Omega$ , respectivamente, ou seja, como o valor está próximo de  $50 \Omega$  (valor de projeto utilizado para impedância da linha de transmissão), as perdas por reflexão do sinal de entrada são relativamente baixas, portanto a parte imaginária da impedância se aproxima de  $-j26 \Omega$  e  $-j12 \Omega$ , o que evidencia a qualidade do processo de fabricação da antena. Portanto, a carta de Smith obtida através da medição realizada valida os cálculos realizados para o projeto da antena.

Já a Figura 50, ilustra a comparação da perda de retorno dos dados medidos nas duas configurações.

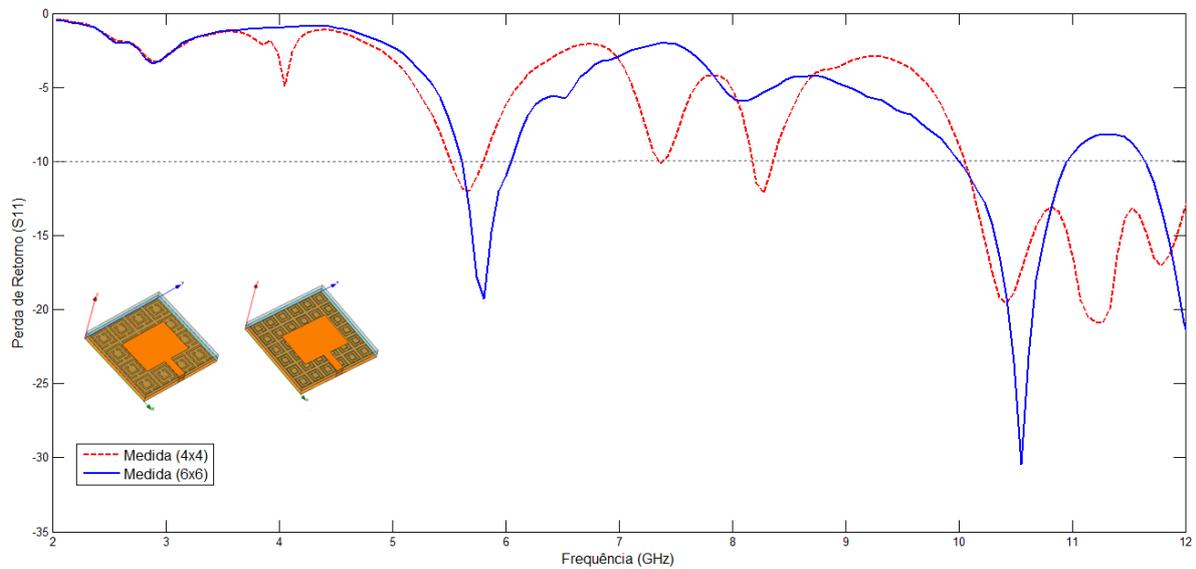


Figura 50 – Resultados das perdas de retorno medidas para configuração 1 e configuração 2.

Fonte: Autoria própria.

Para as antenas fabricadas é possível observar mais de um modos de operação, em que para a configuração 1, o primeiro modo possui perda de retorno no valor de -11,62 dB para frequência 5,63 GHz; o segundo modo possui perda de retorno no valor de -11,71 dB para a frequência 8,36 GHz e o terceiro modo com perda de retorno de aproximadamente -21,87 dB para frequência 11,28 GHz. Da mesma forma para a configuração 2, o primeiro modo possui perda de retorno -18,39 dB para uma frequência de 5,76 GHz, já o segundo modo com perda de retorno em torno de -31,34 dB para 10,55 GHz. Em comparação com os valores simulados é possível observar que o padrão da curva é semelhante, porém há um deslocamento no modo de maior valor da perda de retorno.

Portanto, os valores medidos para o primeiro modo ressonante de ambas as antenas, há uma boa concordância na banda de serviço trabalhada, de modo que a frequência de projeto foi de 5,725 GHz. A Tabela 6 resume os valores das duas configurações: frequência simulada e medida, perda de retorno dos parâmetros S11, em dB, medidos e simulados, erro da frequência ressonante entre a medida e a simulada, largura de banda simulada e o ganho total para cada arranjo projetado.

Tabela 6 – Resultados simulados e medidas das antenas proposta.

<b>Substrato Antena</b>	<b>Frequencia Ressonante Simulada (GHz)</b>	<b>S11 Simulada (dB)</b>	<b>Frequencia Ressonante Medida (GHz)</b>	<b>S11 Medida (dB)</b>	<b>Erro Medido e Simulado (%)</b>	<b>Largura Banda Simulada (MHz)</b>	<b>Ganho Total (dB)</b>
Arranjo 4x4	5,01	-20,97	5,63	-11,62	14,0	330	4,40
Arranjo 6x6	4,94	-29,10	5,76	-18,39	14,1	240	5,22

Fonte: Autoria própria.

De acordo com os dados da Tabela 6, os valores medidos da frequência de ressonância para as antenas mostradas na Figura 43, apresentaram valores coerente com o projetadato e resultados satisfatórios para a aplicação em sistemas WLAN, visto que as faixas de frequência de ressonância dos valores medidos para as antenas propostas, são de 5,63 GHz e 5,76 GHz para as configurações 1 e 2, respectivamente, podendo assim serem aplicadas na banda de operação desse serviço. As configurações 1 e 2 também apresentaram significância a respeito do ganho total, sendo os seguintes ganhos totais de 4,40 dB e 5,22 dB, respectivamente, o que remete a uma melhoria no ganho da antena para maiores configurações de arranjos ressoadores no substrato da antena de microfita.

## 7 CONCLUSÕES

### 7.1 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho apresentou um estudo sobre antenas de microfita com ênfase na análise do comportamento dos parâmetros de radiação, onde foi possível verificar os modos de respostas quando essas antenas projetadas e modeladas na forma convencional, com substrato de fibra de vidro e com o substrato modificado, sendo metamateriais com propriedades negativas e os ressoadores confinados e organizados periodicamente, observando o desempenho da perda de retorno, diretividade e ganho total das antenas para cada modelagem e comparando-as. Além disso, o objetivo era investigar o comportamento da antena com meio metamaterial no substrato, para uma frequência de operação de 10 GHz, em função das variações de sua estrutura geométrica do fio fino, que implicou no resultado de uma antena com comportamento de banda dupla, sendo possível trabalhar em frequências distintas e específicas (ressoadas abaixo de -10 dB) na faixa entre 8 a 14 GHz, como também variações no *gap* dos ressoadores, que implicou em uma postura de banda dupla e banda tripla de acordo com a dimensão da variação.

O trabalho também abordou a investigação da influência de arranjos ressoadores no substrato de antenas de microfita, em que teve o propósito de verificar os comportamentos dos parâmetros de radiação e das perdas de retorno para aplicação dos sistemas sem fio operando na frequência de 5,725 GHz. Através dos resultados obtidos, foi analisado o comparativo para as geometrias de arranjos confinados no substrato, no tocante das propriedades de radiação do dispositivo, a partir disso, foi possível observar um deslocamento da frequência de ressonância, que deve-se ao fato da mudança nos parâmetros eletromagnético da permissividade e permeabilidade do material utilizado no substrato. Além de ambas configurações apresentarem características de multibandas, sendo essas utilizadas para aplicações em sistemas de comunicação que permite frequências de operação distintas.

Com o intuito da validação das antenas propostas para os substratos arrançados, foi realizado o processo de fabricação para as duas configurações no substrato das antenas, de modo a aplicar na construção os conceitos teóricos e verificar o comportamento dos dispositivos reais comparados com as simulações. Tendo em sua validação resultados mais coerentes com o projeto modelado e operando na banda de serviço aplicada. Os resultados mostraram-se de

acordo com a literatura referenciada, e evidencia a importância dos estudos em substratos de antenas de microfita com o intuito de aperfeiçoar o desempenho de radiação das mesmas.

## 7.2 RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Algumas recomendações se fazem necessárias para trabalhos futuros com base na modelagem e projeto desenvolvido neste trabalho. As recomendações são:

- Modelagem e análise de antenas com diferentes formas no substrato, possuindo propriedades de metamaterial para diversas frequências, adequando sua área e volume para uma aplicação específica;
- Construção das antenas com substrato metamaterial e validar através de medição as suas características;
- Realizar maiores variações no arranjo de SRR no substrato, a fim de melhorar o desempenho da antena para o serviço WLAN e outros serviços;

## REFERÊNCIAS

- ALEXOPOULOS, N. G., KYRIAZIDOU, C. A., CONTOPANAGOS, H. F. **Effective parameters for metamorphic materials and metamaterials through a resonant inverse scattering approach.** *IEEE Transaction on microwave theory and techniques*. Vol. 55, 2. 2007.
- ARAÚJO G. L. R., SILVA, S. G. Efeito da Variação da Largura de Banda com a Inclinação do Plano de Terra em uma Antena de Microfita com Elementos Parasitas Fractais. **XXIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações – SBrT**. vol. 11. out. 2011.
- AYDIN, K. **Negative refraction using true left-handed metamaterials.** Ankara: Dissertação (Mestrado em Ciências), 2004.
- BAHL, I. J.; BHARTIA, P. **Microstrip Antennas.** Dedham MA: Artech House, 2001.
- BALANIS, Constantine A. **Antenna Theory: Analysis and Design.** 3 ed. New Jersey: John Wiley & Sons. p. 1073. 2005.
- BARROS V. F. **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.
- BILOTTI, F., TOSCANO, A., VEGNI, L. **Design of spiral and multiple split-ring resonators for the realization of miniaturized metamaterial samples.** *IEEE transactions on antennas and propagation*. Vol. 55, 8. 2007.
- BURGOS S. P., de WAELE R., POLMAN A., ATWATER H. A. **A single-layer wide-angle negative-index metamaterial at visible frequencies.** *Nature Materials*., Vol.: 9, pp. 407-412, 18 de abril de 2010.
- CALOZ, Christophe, ITOH, Tatsuo. **Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications.** United States of America: John Wiley & Sons. p. 365, 2006.
- DAVIDSON, D. B. **Computational Electromagnetics for RF and Microwave Engineering.** United States of America: Cambridge University Press. p. 433, 2005.

DESCHAMPS G. A. **Microstrip microwave antenas**. 3rd USAF Symposium on Antennas, 1953.

ELEFTHERIADES, G. V., BALMAIN, K. G., **Negative-Refraction Metamaterials – Fundamental Principles and Applications**. John Wiley & Sons. Inc, ISBN 13: 978-0-471-60146-3, 2005.

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

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

HAND, T. H. **Design and applications of frequency tunable and reconfigurable metamaterials**. Duke: Dissertação (Doutorado em Filosofia), 2009.

KITTEL, C. **Introduction to Solid State Physics**. New York, NY : John Wiley and Sons, 1996.

KOCK, W. E. Metallic Delay Lenses. **Bell System Technical Journal**. 1948, pp. 58-82.

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

LUQUE, T. **Analysis, design and implementation of a reconfigurable fractal volumetric left-handed metamaterial**. Albuquerque, New Mexico : Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), 2008.

NETO, M. P. S. **Um Estudo de Metamaterial em Antenas de Microfita**. Tese de Doutorado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, UFRN, Natal, RN, Brasil, abril 2014.

PENDRY, J. B. **Extremely low frequency plasmons in metallic mesostructures**. Phys. Rev. Lett. 1996, Vol. 76, pp. 4773-4776.

PENDRY, J. B., A. HOLDEN, J. D. ROBBINS, and J. W. Stewart, **Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena**, IEEE Trans. MTT, vol. 47, no. 11, pp. 2075-2084, 1999.

PENDRY, J. B. and SMITH, D. R. **The quest for the superlens**, Sci. Am., pp. 60-67, 2006.

PENDRY, J.B. **Negative  $\mu$ , negative  $\epsilon$ , negative refractive index, and how to exploit them.** St. Andrews, Scotland : s.n., 2001. Electromagnetic Crystal Structure, Euroconference on Electromagnetic Confinement, from Basic Research to the Market. p. no page number.

POZAR D. M. and SCHAUBERT D. H. **Microstrip antennas – The analysis and design of microstrip antennas and arrays**, New York, USA: The IEEE, Inc., 1995.

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

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

ROTMAN, W. **Plasma Simulation by Artificial Dielectrics and Parallel-Plate Media.** 82, Janeiro de 1962, IRE Trans. Antennas Propag., Vol. AP.10, pp. 82-95.

**SCIENCE Breakthrough of the year: The runners-up.** Science, v. 314, no. 5807, pp. 1850-1855, 2006.

SHELBY R. A., SMITH D. R., SCHULTZ S., **Experimental verification of a negative index of refraction**, Science, vol. 292, no. 5514, pp. 77-79, 6 April 2001.

SILVA, I. B. T., ANDRADE, H. D.; SILVA, J. L., FERNANDES, H. C. C., PEREIRA, J. P. P. **Design of microstrip patch antenna with complementary split ring resonator device for wideband systems application.** Microwave and Optical Technology Letters (Print), v. 57, p. 1326-1330, 2015.

SMITH, D. R., PADILHA W. J., VIER D. C., NEMAT-NASSER S. C., and SCHULTZ S., **Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity**, Phys. Rev. Lett., vol. 84, no. 18, pp. 4184-4187, 1 May 2000.

SMITH, D. R., VIER, D.C., KOSCHNY, TH. E SOUKOULIS C. M. **Electromagnetic parameter retrieval from inhomogeneous metamaterials.** The American Physical Society. 2005.

SUDHAKARAN S. **Negative refraction from electromagnetic periodic structures and its applications.** Tese de Doutorado, University of London, 2006, p. 226.

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

VESELAGO, V. G. **The eletrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$** . Sov. Phys. Uspekhi. 1968, pp. 509-514.

WENTWORTH, S. M. **Fundamentos de Eletromagnetismo com Aplicações em Engenharia**. LTC, 2006.

ZIOLKOWSKI R. W. **Doubler negative metamaterial design, experiments, and applications**. In: IEEE AP-S INT. SYMP., Proceedings... vol. 2, pp. 396-399, 2002.