



UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE
TELECOMUNICAÇÕES

Carolina Maria Sodré Campos Amaral

Aplicação de Células Baseadas em Superfícies
Seletivas em Frequência e Metamateriais em
Antenas de Microfita

NITERÓI

2021

UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE
TELECOMUNICAÇÕES

Carolina Maria Sodré Campos Amaral

Aplicação de Células Baseadas em Superfícies Seletivas em Frequência e Metamateriais em Antenas de Microfita

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações. Área de concentração: Sinais e Sistemas de Comunicações Móveis.

Orientador:

Maurício Weber Benjó da Silva

Co-orientadora:

Vanessa Przybylski Ribeiro Magri

NITERÓI

2021

Ficha catalográfica elaborada pelo Sistema de Bibliotecas da UFF - SDC/UFF
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

S586t Silva Junior, José Lins da
Título do Trabalho: subtítulo do trabalho / José Lins da
Silva Junior; Orientador Sobrenome, orientador; Coorientador
Sobrenome, co-orientador. Niterói, 2017.
120 f.

Monografia (Especialização em Engenharia de Produção) -
Universidade Federal Fluminense, Laboratório de Tecnologia,
Gestão de Negócios e Meio Ambiente, Niterói, 2017.

1. Primeiro assunto. 2. Produção intelectual. I. Título
II. Sobrenome, Orientador, orientador. III. Sobrenome,
Coorientador, co-orientador. IV. Universidade Federal
Fluminense. Laboratório de Tecnologia, Gestão de Negócios e
Meio Ambiente.

CDD -

Carolina Maria Sodré Campos Amaral

Aplicação de Células Baseadas em Superfícies Seletivas em Frequência e Metamateriais
em Antenas de Microfita

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações. Área de concentração: Sinais e Sistemas de Comunicações Móveis.

Aprovada em de 2021.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Maurício W. Benjó da Silva, D.Sc. – Orientador, UFF

Prof^ª. Vanessa P. R. Magri, D.Sc. – Co-orientadora, UFF

Prof^ª. Leni Joaquim de Matos, D.Sc. – UFF

Dr. Jorge Virgílio de Almeida

Niterói

2021

"Não importa quanto a vida possa ser ruim, sempre existe algo que você pode fazer, e triunfar. Enquanto há vida, há esperança."

Stephen Hawking

Agradecimentos

Gratidão a Deus pela minha vida e pela benção de ter nascido na minha família. Gratidão aos Amigos Protetores por toda a proteção e amparo em todos os momentos da minha vida.

Gratidão à minha mãe Beatriz, à minha avó Marília e à minha tia Carmem por todo amor dedicado a mim, por todo incentivo a seguir meus sonhos e por serem minha referência de vida do que é ter força, ter coragem, vontade de viver e amar. Vocês são meus pilares e tudo que conquistei na vida dedico a vocês.

Em especial, meu pai Paulo Manoel, que mesmo em memória, foi um exemplo para ser uma pessoa íntegra e justa e sempre seguir meu sonho de estudar.

Aos meus irmãos João Paulo e Rodrigo, por serem meus amores e meus amigos. Vocês estão sempre comigo no meu coração.

Ao meu tio Ivan por todos os conselhos nos momentos difíceis, por todo o carinho e pelo incentivo de crescer e ter uma identidade própria.

Às minhas amigas/irmãs Ayama e Luana por todo o carinho, ajuda e por sempre levantarem minha auto-estima.

À tia Lice por todo carinho, pelas conversas, pelos conselhos e por sempre ter uma palavra de alento quando estou triste.

Ao meu orientador Professor Dr. Maurício Weber Benjô da Silva por sua orientação, compreensão e paciência ao longo do mestrado e por acreditar no meu trabalho.

À Professora Dra. Vanessa por estar ao meu lado durante todo o mestrado, por sempre acreditar na minha capacidade, por incentivar o meu desenvolvimento acadêmico e por toda dedicação, orientação e amizade.

À Universidade Federal Fluminense, por contribuir com minha formação profissional, pelas oportunidades que foram criadas para que eu possa alcançar meu sonho e por ter sido uma etapa fundamental na minha vida. Foi uma honra ter feito parte dessa instituição

de educação tão prestigiada

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001

Finalmente, porém não menos importante, agradeço ao meus amores Gaia e Squilpe por serem tão carinhosos e amorosos comigo, pela graça de fazer parte das suas vidas e por terem o dom de sempre me deixar feliz e de me fazer sorrir.

Resumo

Neste trabalho, duas diferentes técnicas para melhoria dos parâmetros de irradiação de antenas de microfita são investigadas. A primeira técnica é baseada na aplicação de superfícies seletivas em frequência (FSS) como plano refletor, na qual um substrato de alta permissividade carregado com um arranjo de FSS é usado em antenas *microstrip* de banda dupla para obtenção da melhoria dos parâmetros de irradiação como do parâmetro S11, ganho e diretividade. Essa estrutura se mostra promissora em ambientes que demandem pouco espaço, pois apresenta uma redução em espessura de 77% no primeiro caso estudado e de 90% no segundo caso estudado, em relação aos refletores compostos de estruturas convencionais. Essa melhoria da técnica visa substituir o espaço de ar entre a antena e o plano refletor com FSS por um meio dielétrico com valores de $\varepsilon_r = 70, 125$ e 140 . A partir da variação da constante dielétrica dos substratos utilizados foram avaliados o parâmetro S11, largura de banda, ganho, diretividade e eficiência. Foi observado que o uso do substrato de alta constante dielétrica, além de melhorar o parâmetro S11 e aumentar a largura de banda, tornou a antena mais diretiva e, em um caso avaliado, adicionou outras frequências de ressonância. A segunda técnica investigada se refere ao uso de metamaterial para obter uma antena de banda dupla, no qual são investigados os efeitos *complementary split ring resonator* (CSRR) no plano terra de uma antena de *patch* circular de microfita convencional (*Microstrip Circular Patch Antenna - MCPA*). São analisados os efeitos do metamaterial nos parâmetros de irradiação da antena, como coeficiente de reflexão, ganho, frequência de ressonância, largura de banda e diretividade. Os resultados simulados são validados por resultados experimentais e demonstram que, ao incorporar as células do metamaterial CSRR no plano de terra os parâmetros efetivos do meio, como a permissividade elétrica ε e a permeabilidade magnética μ , são alterados, observando-se o surgimento de uma segunda frequência de ressonância em 3,5 GHz, uma outra banda de operação do 5G, e melhorando o coeficiente de reflexão, largura de banda e diretividade na frequência principal em 4,8 GHz.

Palavras-chave: Substrato de alta permissividade, antena *microstrip*, superfície seletiva em frequência (FSS), metamaterial e *complementary split ring resonator* (CSRR).

Abstract

In this work, two techniques for improving the microstrip patch antennas irradiation parameters are investigated. The first technique refers to the application of frequency selective surface (FSS) as a reflecting plane, which a high permittivity substrate loaded with FSS is used in dual-band microstrip antennas to obtain the irradiation parameters improvement such as return loss, gain and directivity. This structure is promising in environments that the space demand is a important project factor, as it presents a reduction in thickness of 77% in the first case studied and of 90% in the second case studied, in relation to reflectors composed of conventional structures. This enhancement aims to replace the air space between the antenna and the reflecting plane with FSS with a dielectric medium with values of $\epsilon_r = 70, 125$ and 140 . From the substrates dielectric constant variation, the return loss, bandwidth, gain, directivity and efficiency were analysed. It was observed that the substrate with high dielectric constant, besides increasing the return loss and bandwidth, made the antenna more directive and, in one evaluated case, added other resonance frequencies. The second technique investigated refers to the use of metamaterial to obtain a dual-band antenna, which the effects of the complementary split ring resonator (CSRR) on the ground plane of a microstrip circular patch antenna (MCPA) are investigated. The metamaterial effects on the antenna irradiation parameters are analyzed, such as return loss, gain, resonance frequency, bandwidth and directivity. The simulated results are validated by the experimental results and prove that by incorporating the CSRR cells into the ground plane, the medium effective parameters, such as the electrical permittiveness ϵ and the magnetic permeability μ , are altered and it is added a second resonance frequency at 3.5 GHz, a new operating band of 5G, and improving the return loss, bandwidth and directivity at the main frequency at 4.8 GHz.

Keywords: High permittivity substrate, microstrip patch antenna, frequency selective surface (FSS), metamaterial and complementary split ring resonator (CSRR).

Lista de Figuras

2.1	Filtros FSS e suas respectivas respostas em frequência. O material condutor é representado em preto [31].	8
2.2	Arranjo de fitas condutoras indutivas (a) e capacitivas (b), e seus respectivos circuitos equivalentes.	9
2.3	Arranjo de fitas condutoras de dipolos (a) e seu respectivo circuito equivalente (b).	9
2.4	Arranjo de espiras quadradas: (a) parâmetros físicos e (b) circuito equivalente.	10
2.5	Arranjo de espiras quadradas duplas: (a) parâmetros físicos e (b) circuito equivalente.	11
2.6	Grupo 1 - elementos conectados pelo centro.	12
2.7	Grupo 2 - elementos do tipo espira.	12
2.8	Grupo 3 - elementos do tipo interior sólido.	12
2.9	Grupo 4 - Combinações.	13
2.10	Tipos de configurações da FSS: (a) entre camadas dielétricas e (b) sobre uma camada dielétrica [31].	14
2.11	Diferença entre a incidência oblíqua e a incidência normal sobre uma FSS formada por fitas condutoras espaçadas por g [31].	15
2.12	Incidência normal e oblíqua para os modos de propagação (a) TE e (b) TM sobre fitas condutoras [31].	16
2.13	Metamateriais - Estruturas Periódicas.	17
2.14	Classificação dos meios.	19
2.15	Sistema de vetores \mathbf{E} , \mathbf{H} , \mathbf{k}_0 e \mathbf{S} : (a) sistema da regra da mão direita e (b) sistema da regra da mão esquerda.	20

2.16	Demonstração gráfica de refração negativa. A área cinza é o meio orientado à esquerda [43].	22
2.17	Demonstração gráfica da focalização de raios incidentes por um meio orientado à esquerda (área cinza). Os raios são focalizados em dois pontos F_1 e F_2 , dentro e fora da área cinza [43]	23
3.1	Modelo proposto para uma MPA com a superfície refletora com substrato de alta permissividade carregado com FSS.	25
3.2	Modelo MPA-PTT-SAP-FSS proposto: (a) microstrip patch antena com plano terra truncado e (b) superfície refletora de alta permissividade com FSS.	26
3.3	Arranjo de espiras quadradas mostrando a geometria das células unitárias e seus parâmetros de projeto para o modelo MPA-PTT-SAP-FSS.	27
3.4	Modelo MPA-GND-SAP-FSS proposto: a) microstrip patch antena com plano terra inteiro e (b) superfície refletora de alta permissividade com FSS.	28
3.5	Arranjo de espiras quadradas mostrando a geometria das células unitárias e seus parâmetros de projeto.	28
3.6	Parâmetro S_{11} da antena de referência [9] e do modelo MPA-PTT-SAP-FSS para $\epsilon_{r2} = 140$	30
3.7	Parâmetro S_{11} da antena de referência [10] e do modelo MPA-GND-SAP-FSS.	31
3.8	Diretividade do modelo MPA-GND-SAP-FSS em 9,2 GHz e $\phi = -170^\circ$	33
3.9	Diretividade do modelo MPA-GND-SAP-FSS em 10,9 GHz e $\phi = 90^\circ$	33
3.10	(a) Diagrama de radiação 3D do campo elétrico em magnitude e (b) diagrama polar do ganho normalizado em $\phi = -170^\circ$ do modelo MPA-GND-SAP-FSS para $\epsilon_{r2} = 125$ em 9,2 GHz.	34
3.11	(a) Diagrama de radiação 3D do campo elétrico em magnitude e (b) diagrama polar do ganho normalizado em $\phi = 90^\circ$ do modelo MPA-GND-SAP-FSS para $\epsilon_{r2} = 125$ em 10,9 GHz.	35
3.12	Comparação da espessura total proposta em [9] com o modelo MPA-PPT-SAP-FSS.	36

3.13	Comparação da espessura total: (a) da estrutura proposta em [10] com (b) o modelo MPA-GND-SAP-FSS.	36
4.1	(a) Topologia da célula CSRR e (b) seu circuito equivalente	39
4.2	Parâmetros [S] da célula CSRR	39
4.3	Resultados da permissividade elétrica (ϵ) e permeabilidade magnética (μ) da célula CSRR	40
4.4	Modelo da antena <i>microstrip</i> de <i>patch</i> circular em 4,8 GHz.	41
4.5	Modelo da antena com CSRR no plano terra com (a) $N = 2$, (b) $N = 3$ e (c) $N = 4$	42
4.6	Protótipos das antenas: antena de referência e antenas com plano de terra carregado CSRR com $N = 2, 3$ e 4 elementos. (a) Vistas do <i>patch</i> circular e (b) vista do plano terra.	43
4.7	Comparação entre o parâmetro S_{11} simulado e experimental para a antena de referência e cada antena proposta.	44
4.8	Resultados simulados do parâmetro S_{11}	45
4.9	Resultados experimentais do parâmetro S_{11}	45
4.10	Resultados experimentais parâmetro S_{11} para $N = 2$ variando p_h	46
4.11	Resultados experimentais parâmetro S_{11} para $N = 3$ variando p_h	47
4.12	Diagrama de irradiação simulado para 3,5 GHz: (a), (c) e (e) diagrama de irradiação 3D das antenas com CSRR de $N = 2, 3$ e 4 elementos, respectivamente; (b), (d) e (f) Plano E e Planho H das antenas com CSRR de $N = 2, 3$ e 4 elementos, respectivamente	47
4.13	Diagrama de irradiação simulado para 4,8 GHz: (a), (c), (e) e (g) diagrama de irradiação 3D da antena de referência e das antenas com CSRR de $N = 2, 3$ e 4 elementos, respectivamente; (b), (d), (f) e (h) Plano E e Planho H da antena de referência e das antenas com CSRR de $N = 2, 3$ e 4 elementos, respectivamente	48

Lista de Tabelas

3.1	Espessura do substrato de alta permissividade	26
3.2	Parâmetro S_{11} e largura de banda da antena MPA-PTT-SAP-FSS para $\epsilon_{r2} = 140$	29
3.3	Comparação da altura total da estrutura da antena de referência [9] e do modelo MPA-PTT-SAP-FSS	30
3.4	Parâmetro S_{11} , largura de banda e ganho da antena de referência [10] e do modelo MPA-GND-SAP-FSS para 9,2 e 10,9 GHz	32
3.5	Comparação da altura total da estrutura da antena de referência [10] e do modelo MPA-GND-SAP-FSS	32
3.6	Diretividade, ganho e eficiência em 9,2 GHz, $\phi = -170^\circ$ e $\theta = 40^\circ$	32
3.7	Diretividade, ganho e eficiência em 10,9 GHz e $\phi = 90^\circ$ e $\theta = 20^\circ$	34
4.1	Resultados simulados da permissividade elétrica (ϵ) e permeabilidade magnética (μ) da célula CSRR	41
4.2	Resultados simulados do Ganho e do HPBW	48
4.3	Resultados simulados e experimentais do parâmetro S_{11} e a largura de banda	49

Lista de Abreviaturas e Siglas

CSRR	<i>Complementary Split-Ring Resonator</i>	3
DNG	<i>Double Negative Media</i>	18
DPS	<i>Double Positive Media</i>	17
EBG	<i>Electromagnetic Band-Gap</i>	5
ENG	<i>Epsilon Negative Media</i>	18
FSS	<i>Frequency Selective Surface</i>	1
HIS	<i>High Impedance Surface</i>	2
ISM	<i>Industrial Sientific and Medical</i>	29
LTE	<i>Long Term Evolution</i>	2
MCPA	<i>Microstrip Circular Patch Antenna</i>	37
MPA	<i>Microstrip Patch Antenna</i>	1
MNG	<i>Mu Negative Media</i>	18
MTM	<i>Metamaterials</i>	5
NIM	<i>Negative Index Metamaterials</i>	18
PBG	<i>Photonic Band-Gap</i>	5
RFID	<i>Radio Frequency Identification</i>	3
UHF	<i>Ultra High Frequency</i>	3
WiMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>	2
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i>	2

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Objetivos da Dissertação	3
1.2	Estrutura da Dissertação	4
2	Técnicas de Projeto de Otimização de Antenas Impressas	5
2.1	Introdução	5
2.2	Superfícies Seletivas em Frequência	7
2.2.1	Modelo de Circuito Equivalente de uma FSS	8
2.2.2	Forma dos Elementos	11
2.2.3	Substrato	13
2.2.4	Incidência Oblíqua e Polarização	15
2.3	Metamateriais Eletromagnéticos	17
2.3.1	Propagação em um meio orientado à esquerda	20
2.3.2	Refração Negativa	21
3	Modelo de Superfície Refletora Baseada em FSS	24
3.1	Modelo com dielétrico de alta permissividade	25
3.1.1	Modelo MPA-PTT-SAP-FSS	26
3.1.2	Modelo MPA-GND-SAP-FSS	27
3.2	Simulação comparativa entre as FSS com ar e com meio de alta permissividade	29
3.2.1	Resultados do modelo MPA-PTT-SAP-FSS	29
3.2.2	Resultados do modelo MPA-GND-SAP-FSS	31

3.3	Análise dos resultados	35
4	Modelo de Antenas com Metamaterial	37
4.1	Introdução	37
4.2	Topologia das CSRR	38
4.3	Antena Microstrip de Patch Circular com CSRR	41
4.4	Resultados Simulados e Experimentais dos Modelos de Antena com CSRR para $N = 2, 3$ e 4	44
4.4.1	Coeficiente de Reflexão e Largura de Banda	44
4.4.1.1	Análise do Coeficiente de Reflexão Variando o Período en- tre as Células	46
4.4.2	Diagrama de Irradiação, Ganho e HPBW	47
4.5	Análise dos Resultados Simulados e Experimentais	49
5	Conclusão	50
	Referências	54

Capítulo 1

Introdução

À medida que o sistema de comunicação móvel se expande, são necessárias maiores larguras de banda e taxas de dados mais altas. Fatores como baixo custo e tamanho reduzido são essenciais na implementação desses sistemas. A transmissão em sistemas de comunicação móvel é associada a dois tipos de canais: canal via satélite e canal terrestre, que operam na faixa de micro-ondas (0,3 a 300 GHz) [1]. Em sistemas que operam em frequências mais altas, predominam as perdas de caminho no espaço livre e atenuações atmosféricas, gerando atrasos de propagação do sinal. Para superar esses problemas, são necessárias antenas altamente direcionais com feixes estreitos, menores, leves e mais baratas. Nesse cenário, antenas *microstrip* (*Microstrip Patch Antenna* (MPA)) [2] são uma alternativa útil em relação às antenas de micro-ondas convencionais, pois oferecem *design* simples e reduzido, baixo custo e se integram facilmente aos circuitos de micro-ondas. No entanto, ainda é um desafio projetar antenas *microstrip* com parâmetros aprimorados como diretividade, ganho, largura de banda e manter um tamanho compacto. Diversas técnicas foram propostas na literatura como solução para otimizar o projeto de antenas *microstrip*. Dentre elas, duas técnicas se destacam e serão estudadas neste trabalho. A primeira é a aplicação de superfície seletiva em frequência (*Frequency Selective Surface* (FSS)) como plano refletor e a segunda, a aplicação de metamateriais integrados no plano terra da antena, possibilitando a melhoria dos parâmetros de irradiação e aumentando o desempenho da antena.

FSS é definida como um arranjo periódico, planar, de uma ou duas dimensões, com elementos do tipo *patch* condutor ou com elementos do tipo abertura. As FSS com elementos do tipo abertura em uma chapa metálica são classificadas como indutivas e as com elementos metálicos podem ser classificadas como capacitivas. A FSS indutiva atua como um filtro passa-faixa e a capacitiva como um filtro rejeita-faixa [3] [4].

Atualmente, planos refletores carregados com FSS têm sido uma técnica amplamente usada para otimizar os parâmetros de irradiação, como largura de banda, ganho e diretividade, cada um com uma distância específica (h) entre a antena e o plano refletor com FSS. Em [5] um conjunto de antenas *microstrip*, entre dois planos refletores com FSS, foi proposto para aplicação em rede de área local sem fio (*Wireless Local Area Network* (WLAN)) e *Long Term Evolution* (LTE), atingindo um aumento na largura de banda, ganho e eficiência de irradiação. Em [6] um plano refletor com FSS foi utilizado em uma antena banda dupla para melhorar o ganho e a largura de banda. Em [7], uma antena *microstrip* para aplicações Wi-Fi, WLAN e *Worldwide Interoperability for Microwave Access* (WiMAX) utiliza um plano refletor baseado em FSS para aumentar seu ganho e largura de banda. Em [8], os autores desenvolveram uma FSS de ressonância dupla em 2,45 e 5,8 GHz em uma antena de *patch* U para aplicações em *Bluetooth* e WLAN. Em [9], uma superfície de alta impedância (*High Impedance Surface* (HIS)) utilizada como plano refletor melhorou o ganho e a diretividade de uma antena banda dupla. Em [10], o plano refletor com FSS foi utilizado como superestrato para melhorar o ganho de uma antena banda dupla. Em todos os trabalhos anteriormente citados, o plano refletor com FSS tem dimensões maiores do que a antena e a distância entre eles, usando ar como substrato, varia entre $0,25 \lambda_0$ e $0,50 \lambda_0$, o que deixa a estrutura total volumosa e com uso restrito a ambientes onde a demanda por espaço não é relevante. No entanto, em aplicações em que o espaço é restrito, como a integração monolítica e aplicação em transceptores móveis, o uso dessas estruturas se torna inviável.

Além da FSS, outras estratégias tem sido propostas para reduzir o perfil das antenas *patch*, como, por exemplo, metamateriais (MTM). Metamateriais são meios artificiais cujas propriedades eletromagnéticas efetivas podem ser controladas. Normalmente, são estruturas periódicas cujas dimensões são menores que o comprimento de onda e, portanto, podem ser matematicamente descritas como um meio homogêneo com propriedades eletromagnéticas, como permissividade (ϵ) e permeabilidade (μ) que apresentam características não encontradas naturalmente [11]. Em 1999, um estudo propôs um meio artificial baseado em estruturas periódicas, conhecidas como metamateriais, com valores negativos de permissividade elétrica (ϵ), permeabilidade magnética (μ) e índice de refração (n) [12]. Conforme apresentado em [13], “materiais com índice de refração negativo recuperam não só a fase de propagação da onda como também a amplitude das ondas evanescentes”. O processo de fabricação do metamaterial tem vários parâmetros independentes como: as propriedades do material, o tamanho e a forma das células unitárias, a disposição e o alinhamento dessas células unitárias. Esses parâmetros criam um meio de propagação com

recursos eletromagnéticos específicos. Portanto, a geometria e o arranjo das células unitárias fornecem uma variedade de possibilidades para manipular ondas eletromagnéticas, absorvendo, amplificando ou dobrando-as devido à capacidade de criar estruturas que apresentam valores negativos de permissividade elétrica (ε), permeabilidade magnética (μ) e índice de refração (n).

O segundo estudo foi realizado considerando estruturas de metamaterial do tipo *Complementary Split-Ring Resonator* (CSRR) aplicados ao plano terra de antenas *microstrip* a fim de melhorar os parâmetros de irradiação. Em [14], uma antena *microstrip* carregada com células CSRR no plano terra cujo ε é negativo, teve seu tamanho reduzido de 77%. Em [15], um superestrato com células CSRR é proposto para melhorar o coeficiente de reflexão e criar uma dupla ressonância em uma antena *microstrip*. Em [16], a inserção de CSRR no plano terra tornou a antena mais compacta sem comprometer a largura de banda. A partir de um arranjo de células de metamaterial, Lima [17] estuda o efeito do período entre as células no coeficiente de reflexão e na frequência de ressonância de uma antena *microstrip* de *patch* retangular. Em [18], o uso de elementos CSRR reduziu em 30% o tamanho de uma *tag Radio Frequency Identification* (RFID) que opera na faixa *Ultra High Frequency* (UHF).

1.1 Objetivos da Dissertação

Nesse contexto, o objetivo desse trabalho é propor uma metodologia diferente, no qual o ar é substituído por um outros substratos de alta constante dielétrica ($\varepsilon_r = 70, 125$ e 140) de forma que o valor da espessura do substrato é ajustado para o menor valor possível, para que o ganho da antena possa ser ampliado, de maneira que a FSS opere como um plano refletor [19]. Neste caso, a espessura do substrato de alta permissividade deve ser próxima de $\lambda/4$. Ao substituir o meio de ar entre a antena e a FSS por um substrato de alta permissividade, é obtido uma redução no perfil da antena maior do que 70% em ambos os casos testados.

Essa dissertação também tem como objetivo investigar como diferentes arranjos de células CSRR no plano terra de uma antena *microstrip* podem melhorar seus parâmetros de irradiação e adicionar uma segunda ressonância. São investigados os efeitos da estrutura de metamaterial a partir da análise do *gap* da espira, da quantidade e do arranjo dos elementos CSRR e do período entre os elementos no plano terra.

1.2 Estrutura da Dissertação

Esta dissertação está estruturada em cinco capítulos, da seguinte forma:

O capítulo 1 apresenta a introdução dos assuntos a serem abordados nessa dissertação, assim como seus objetivos.

O capítulo 2 apresenta uma breve revisão da teoria das FSS e da teoria de MTMs. Sobre as FSS será abordada: a definição das estruturas periódicas, os tipos de FSS, o substrato dielétrico e o ângulo de incidência da onda afetam a frequência de ressonância. Sobre os metamateriais será abordada sua definição, a propagação de ondas eletromagnéticas em um meio orientado à esquerda, a refração negativa e como elas influenciam o comportamento da permissividade e permeabilidade efetiva do meio.

O capítulo 3 apresenta o projeto e os resultados de simulação do modelo de superfície refletora baseada em FSS de alta permissividade aplicado a antenas *microstrip*, como uma proposta para melhorar o seu desempenho e manter seu perfil compacto. Serão analisados os parâmetros de irradiação das antenas como coeficiente de reflexão, largura de banda, ganho e diretividade.

O capítulo 4 apresenta o projeto, os resultados simulados e experimentais do modelo de antenas *microstrip* carregadas com células de metamateriais CSRR no plano terra. Será analisado como as células CSRR influenciam no desempenho da antena a partir da análise de seus parâmetros de irradiação como coeficiente de reflexão, largura de banda, ganho e diretividade.

O capítulo 5 apresenta as conclusões gerais do trabalho, os principais resultados obtidos nesta dissertação e as sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Técnicas de Projeto de Otimização de Antenas Impressas

2.1 Introdução

Materiais artificiais têm sido assunto de pesquisa relevante para muitos cientistas ao redor do mundo. A primeira tentativa de obter um material artificial remonta o século XIX, quando em 1898 Jagadis Chunder Bose conduziu o primeiro experimento na faixa de micro-ondas com estruturas torcidas, que na terminologia atual são chamados de elementos quirais [20]. Em 1948, Kock [21] fabricou lentes de micro-ondas a partir de esferas, discos e fitas periódicas e com isso conseguiu adaptar o índice de refração de um meio artificial. Esses materiais artificiais são criados com o intuito de obter propriedades eletromagnéticas efetivas para projetos específicos, nas quais a permeabilidade magnética e permissividade elétrica podem ser controladas. Durante a pesquisa bibliográfica, foi encontrada uma grande quantidade de terminologias que fazem referência a esses materiais artificiais [22]. Dentre eles, destacam-se: *Metamaterials* (MTM), *Electromagnetic Band-Gap* (EBG), *Frequency Selective Surface* (FSS), *Photonic Band-Gap* (PBG) e *High Impedance Surface* (HIS). Todos, serão definidos de modo a esclarecer a finalidade de cada um.

MTM é um meio artificial que possui propriedades eletromagnéticas específicas que não são observadas na natureza. As ondas eletromagnéticas interagem com as inclusões feitas em materiais compostos, induzindo momento elétrico e magnético, que por sua vez afetam a permissividade e permeabilidade efetiva do meio [23].

Estruturas EBG são definidas como estruturas periódicas tridimensionais, que impedem a propagação de ondas eletromagnéticas (EM) dentro de uma determinada faixa de

frequência, para qualquer ângulo de incidência e para qualquer estado de polarização. Na prática, é muito difícil obter tais estruturas. Diante disso são fabricadas estruturas com *band-gaps* parciais. De acordo com [24], sob a denominação de EBG podem ser classificadas as estruturas FSS e PGB.

Estruturas PBG são formadas por cristais fotônicos, que são caracterizados como um arranjo periódico de cavidades de alta constante dielétrica embutido em um meio de baixa constante dielétrica. Essas cavidades introduzem "lacunas" na banda de energia, provocando níveis de energias proibidas para os fótons [25]. Para certas frequências, associadas a esses níveis de energia, o cristal fotônico será capaz de suportar a propagação de ondas EM em qualquer direção. Cristais fotônicos de duas dimensões são mais fáceis de fabricar e possuem periodicidade somente nas direções x e y . Sendo assim, a propagação na faixa de frequência do PBG será proibida em qualquer plano perpendicular ao plano x - y para qualquer polarização [26].

Inicialmente, as pesquisas de estruturas EBG foram feitas na faixa de frequências ópticas [27]. No entanto, suas propriedades são escaláveis para aplicações na faixa de micro-ondas e de ondas milimétricas. O uso da terminologia PBG ainda causa controvérsia na comunidade de pesquisadores da área de micro-ondas e de ondas milimétricas. Atualmente, o termo estrutura EBG metalodielétrica é utilizado quando elementos periódicos metálicos são substituídos pelas cavidades de alta constante dielétrica do cristal fotônico. Nas regiões de micro-ondas e ondas milimétricas, tais estruturas possuem uma banda de rejeição muito maior do que em uma estrutura PBG [28], [29]. Segundo [30], uma FSS pode ser classificada como um tipo de estrutura metalodielétrica planar de duas dimensões.

HIS são finas cavidades ressoantes que refletem totalmente as ondas eletromagnéticas incidentes sem mudança de fase, operando como um espelho em rádio frequência (RF). Sua estrutura consiste em um plano terra em um dielétrico cuja face oposta há um arranjo de estruturas periódicas, geralmente são FSS, conectadas ao plano de terra através de vias metálicas. A presença dessas vias metálicas geram um curto entre o plano terra e a FSS, bloqueando a propagação de ondas de superfície [4]. Uma das maiores vantagens de superfícies de alta impedância é seu uso como refletores "perfeitos" que auxiliam na otimização do desempenho de antenas, dado que em uma HIS não há inversão de fase da onda refletida ($\Gamma = 1$), ou seja, as ondas são refletidas com a mesma fase da onda incidente, direcionando a irradiação da antena e, portanto, melhorando seu ganho [31].

FSS é definida como um arranjo periódico de elementos metálicos do tipo *patch* ou

de elementos do tipo abertura, que exibem características de filtro rejeita-faixa e de filtro passa-faixa, respectivamente, quando excitados por uma onda eletromagnética incidente [30]. Também podem ser caracterizadas como filtros passa-alta e passa-baixa. Tipicamente, cobrem ângulos de chegada limitados e respondem de modo diferente a polarizações diferentes [24]. Dependendo da sua aplicação, podem possuir ou não plano terra. A resposta em frequência de uma FSS com plano terra deixa de ser uma FSS e se torna uma HIS, podendo caracterizar um absorvedor [32]. Já a resposta em frequência de uma FSS sem plano terra tem características de um filtro espacial e pode ser classificada como uma EBG [33].

2.2 Superfícies Seletivas em Frequência

Superfícies Seletivas em Frequência são arranjos periódicos planares de uma ou duas dimensões que, excitados por uma onda eletromagnética, têm sua resposta em frequência como filtros espaciais. Sua estrutura é composta com elementos do tipo *patch* condutor ou com elementos do tipo abertura. Se a superfície é projetada com elementos do tipo *patch* metálico é classificada como capacitiva, contudo, se a superfície é projetada com elementos do tipo abertura em uma chapa metálica é classificada como indutiva. Essa classificação deriva na teoria de circuitos, baseada em seu comportamento sob a incidência de uma onda [31]. De maneira mais abrangente, as estruturas FSS podem ser classificadas em quatro categorias de resposta de filtro, rejeita-faixa, passa-faixa, passa-alta e passa-baixa, conforme sua aplicação e técnica de projeto.

Os elementos demonstrados na Figura 2.1 (a) entram na frequência de ressonância da estrutura, ela se comporta como um condutor perfeito, refletindo totalmente a onda incidente, apresentando um comportamento de um filtro rejeita-faixa [3]. Já os elementos ilustrados na Figura 2.1 (b) entram em ressonância a FSS se torna "transparente" para a onda incidente, até que na frequência de ressonância da estrutura ocorre a transmissão total da onda apresentando um comportamento de um filtro passa-faixa [3].

O estudo do comportamento físico das FSS remonta o século XVIII, quando Rittenhouse, em 1786, investigou a difração óptica a partir de um arranjo de fios igualmente espaçados e o posicionou em direção à luz. O anteparo foi utilizado para decompor um feixe de luz não monocromático em suas componentes espectrais [34]. Desse modo, o experimento descrito por Rittenhouse demonstra como as dimensões físicas do aparato exercem grande influência nas características de transmissão e de reflexão, portanto, na

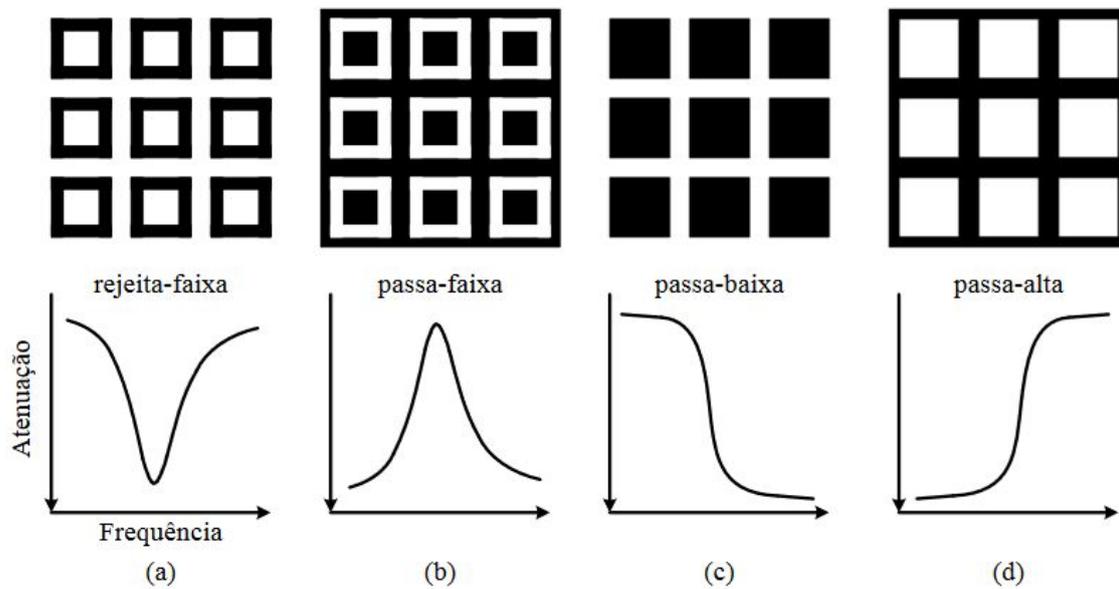


Figura 2.1: Filtros FSS e suas respectivas respostas em frequência. O material condutor é representado em preto [31].

sua resposta em frequência.

De forma mais específica, os principais fatores que determinam a resposta em frequência de uma FSS são: a geometria dos elementos, bem como o espaçamento entre eles, a condutividade dos elementos, os tipos de materiais dielétricos empregados e o ângulo de incidência da onda. Desse modo, dependendo das características de projeto desejadas, as variações na geometria, período entre os elementos e o material dielétrico contribuem para a forma como os campos são espalhados na estrutura e, assim, sua resposta em frequência [3], [31].

Nas próximas seções serão abordadas as características que contribuem para o projeto de uma FSS. Fatores como geometria dos elementos e o material dielétrico empregado atuam, principalmente, na frequência de ressonância da FSS. A condutividade dos elementos influencia o desempenho da FSS como, por exemplo, na sua resposta de transmissão. O ângulo de incidência da onda também influencia na resposta da FSS. Para um melhor entendimento dessas estruturas será feita uma breve introdução do modelo de circuito equivalente de uma FSS.

2.2.1 Modelo de Circuito Equivalente de uma FSS

Um modo de analisar o comportamento de uma FSS é baseado no modelo de circuito equivalente. Uma vez determinada a capacitância e a indutância de um elemento de

uma FSS para um certo período e incidência normal, é possível obter a resposta de toda a superfície com menor consumo de recursos computacionais quando comparados aos métodos de análise de onda completa.

Marcuvitz [35], desenvolveu a representação de circuitos equivalentes para um arranjo infinito de fitas condutoras paralelas, como demonstrado na Figura 2.2. As fitas condutoras têm espessura nula, largura w e periodicidade p . Se o campo elétrico incidente é paralelo às fitas metálicas, o arranjo se comporta como um filtro indutivo. No entanto, se o campo elétrico é perpendicular às fitas metálicas o arranjo se comporta como um filtro capacitivo.

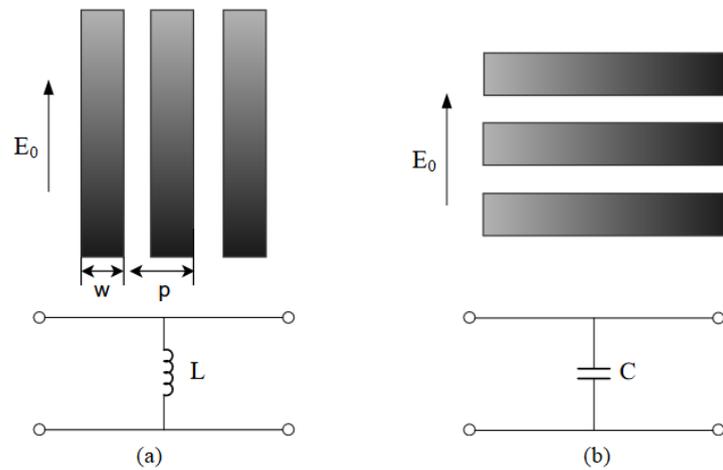


Figura 2.2: Arranjo de fitas condutoras indutivas (a) e capacitivas (b), e seus respectivos circuitos equivalentes.

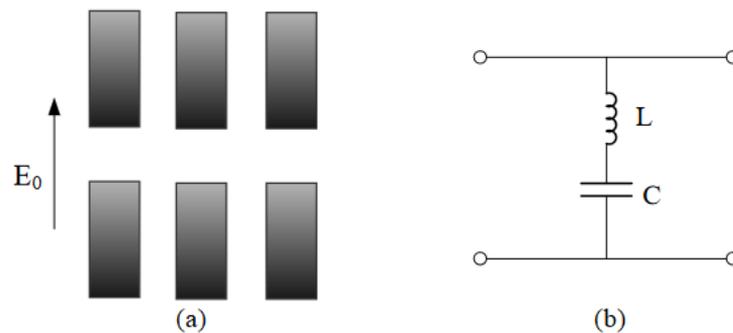


Figura 2.3: Arranjo de fitas condutoras de dipolos (a) e seu respectivo circuito equivalente (b).

FSS formadas por arranjos periódicos de espiras quadradas são usualmente utilizadas como refletor dicróico de antenas. O modelo de circuito equivalente desse elemento é baseado nas equações descritas por Marcuvitz [35]. Considerando incidência normal

de ondas planas, o método se mostra satisfatório, no entanto, é limitado para polarização cruzada. A Figura 2.4 ilustra o arranjo de espiras quadradas com seus respectivos parâmetros físicos e seu circuito equivalente.

A reatância indutiva X_L e a susceptância capacitiva B_c do circuito equivalente são descritos em função dos parâmetros físicos do arranjo,

$$\frac{X_L}{Z_0} = \frac{d}{p} F(p, 2w, \lambda, \theta) \quad (2.1)$$

$$\frac{B_c}{Z_0} = 4 \frac{d}{p} F(p, g, \lambda, \theta) \quad (2.2)$$

O qual, p é o período entre os elementos, w é a espessura e d é o lado da espira quadrada e g é o espaçamento entre as espiras. A função $F(\cdot)$ é fornecida em [3]. É possível ver que nas equações (2.1) e (2.2) a impedância é reduzida por um fator d/p . A permissividade afeta a susceptância devido ao fato dela ser capacitiva, logo dependente da permissividade. Se o substrato da FSS for diferente do ar, então a equação (2.2) é reescrita para:

$$\frac{B_c}{Z_0} = 4\epsilon_r \frac{d}{p} F(p, g, \lambda, \theta) \quad (2.3)$$

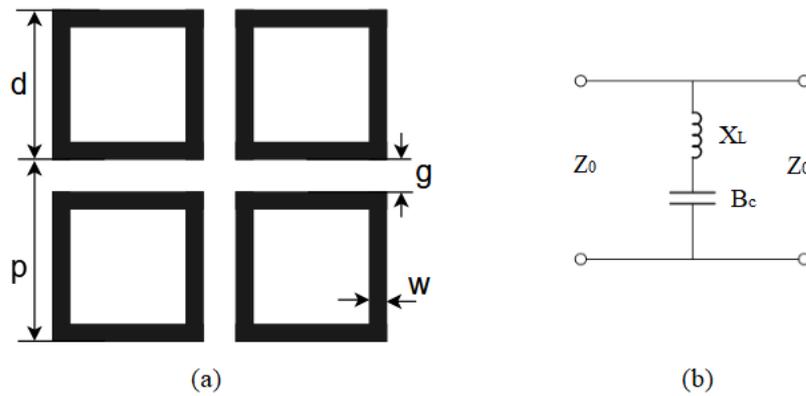


Figura 2.4: Arranjo de espiras quadradas: (a) parâmetros físicos e (b) circuito equivalente.

Para obter FSS com resposta em frequência do tipo banda-dupla podem ser utilizados outros tipos de elementos. Dentre eles está a espira quadrada dupla. Em Campos [3], as espiras quadradas duplas são descritas, em termos de circuito equivalente, como duas espiras quadradas com dimensões diferentes em paralelo, como demonstra a Figura 2.5 (b). As reatâncias indutivas X_{L1} e X_{L2} e as susceptâncias capacitivas B_{c1} e B_{c2} seguem as mesmas equações da espira quadrada em (2.1) e (2.3).

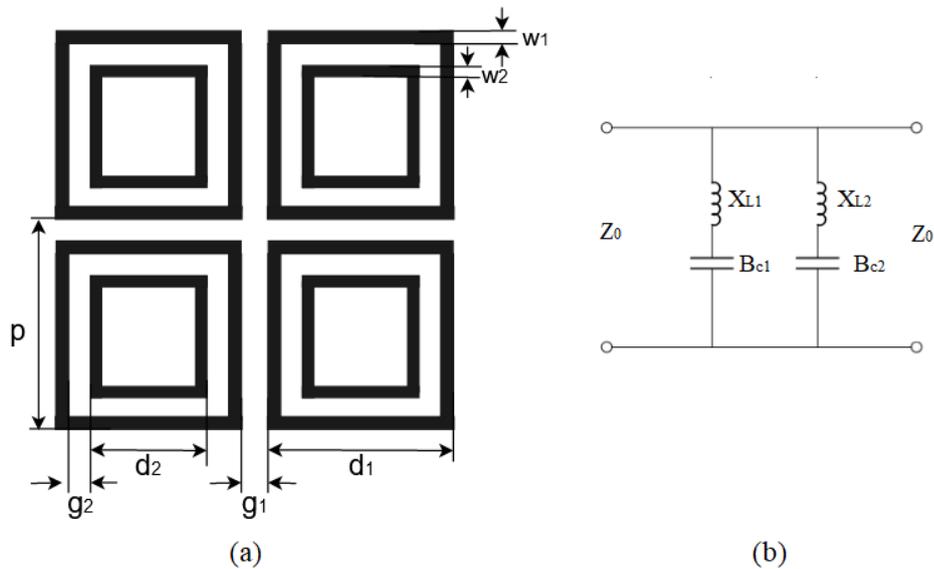


Figura 2.5: Arranjo de espiras quadradas duplas: (a) parâmetros físicos e (b) circuito equivalente.

2.2.2 Forma dos Elementos

A partir das condições de projeto desejadas, os diferentes tipos de elementos são escolhidos para satisfazer uma certa demanda. Normalmente, nessas condições estão incluídos o ângulo de incidência da onda eletromagnética, seu estado de polarização e a largura de banda desejada. Ao escolher o tipo de elemento, é importante escolher um elemento no qual a largura de banda da primeira ressonância varie pouco com a polarização. Na literatura, é reportada uma variedade nas formas dos elementos de uma FSS. De acordo com o pesquisador Ben A. Munk [36], as formas dos elementos se dividem em quatro grupos básicos.

- Grupo 1 - Elementos são conectados pelo centro
- Grupo 2 - Espiras
- Grupo 3 - Elementos de interior sólido
- Grupo 4 - Combinações

Na Figura 2.6 são ilustradas as formas mais comuns do Grupo 1 como o dipolo fino, dipolo cruzado, cruz de Jerusalém e tripolo [3].

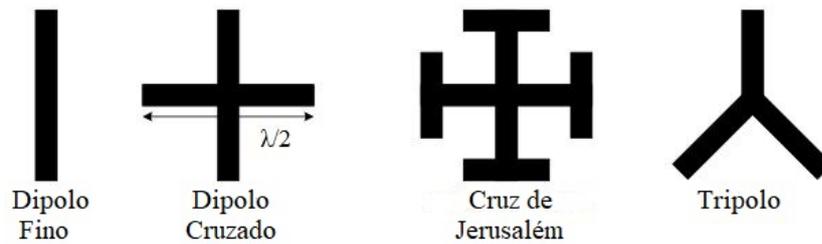


Figura 2.6: Grupo 1 - elementos conectados pelo centro.

Na Figura 2.7 são ilustradas as formas mais comuns do Grupo 2, como a espira quadrada, espira quadrada dupla, espira quadrada com grades e anéis circulares.

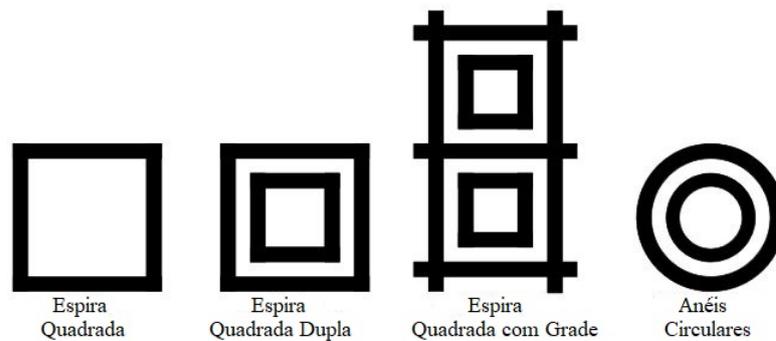


Figura 2.7: Grupo 2 - elementos do tipo espira.

Na Figura 2.8 são ilustrados os elementos mais comuns do Grupo 3 como os *patches* retangulares, hexagonais e circulares.

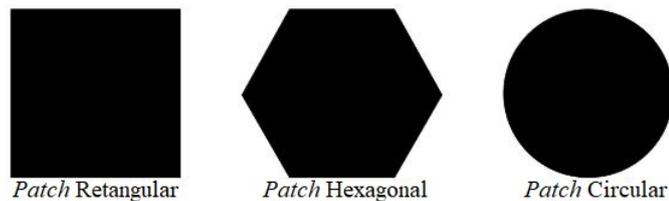


Figura 2.8: Grupo 3 - elementos do tipo interior sólido.

Na Figura 2.9 são ilustrados os elementos mais comuns do Grupo 4, que são formados a partir de uma combinação de elementos dos outros grupos.

Dependendo das dimensões dos elementos, cada um terá sua frequência de ressonância específica. No entanto, o desempenho de uma FSS não está inteiramente atribuído aos seus elementos. O arranjo desses elementos também é de grande importância. Por exemplo, em [37] é reportado que um arranjo de tripolos (ver Figura 2.6) disposto em uma rede

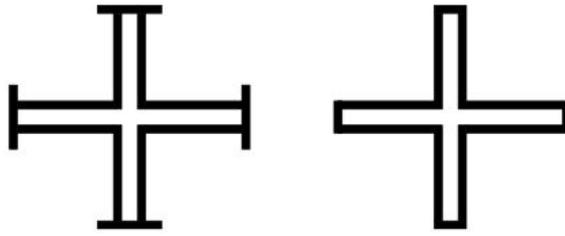


Figura 2.9: Grupo 4 - Combinações.

retangular difere do mesmo arranjo disposto em uma rede triangular, quando é levado em consideração o estado de polarização. No caso da polarização direta, a magnitude do coeficiente de reflexão em ambos os casos tem comportamento similar. No entanto, no caso da polarização cruzada ocorre uma diferença de 30 dB na magnitude do coeficiente de reflexão comparando o arranjo de tripolos em uma rede retangular e em uma rede triangular.

Ao escolher o elemento da FSS para o projeto deve levar-se em consideração sua estabilidade para diferentes ângulos de incidência e tipos de polarização. Um elemento dito estável deve ter dimensões menores do que um comprimento de onda da frequência de operação desejada. Os candidatos com este recurso são considerados todos os membros do grupo 2. Os elementos do tipo espira devem ter seu perímetro (espira quadrada) e circunferência (anéis circulares) na ordem do comprimento de onda, ou seja, tipicamente suas dimensões serão da ordem de $0,3\lambda$ sem dielétrico [37]. No caso do elemento impresso em um substrato dielétrico deve ser levado em consideração o comprimento de onda relativo λ_r . A espira quadrada possui maior estabilidade em relação aos diferentes ângulos de incidência, ao nível de polarização cruzada e possui maior largura de banda [31]. Devido a sua simplicidade e ao seu bom desempenho, a espira quadrada foi o elemento escolhido para compor a FSS deste trabalho.

2.2.3 Substrato

Além da geometria e das dimensões dos elementos de uma FSS serem de grande relevância para definir a frequência de ressonância, as características do substrato dielétrico utilizado para fornecer um suporte físico à FSS também devem ser levadas em consideração ao projetar a FSS. Quando a FSS é impressa em um substrato dielétrico, a impedância equivalente é modificada proporcionalmente à constante dielétrica e à espessura do substrato [4]. Conseqüentemente, a frequência de ressonância de uma FSS dependerá do tipo de dielétrico utilizado, assim como sua espessura.

Como ilustra a Figura 2.10, são apresentados dois tipos de configuração utilizando FSS com materiais dielétricos: uma quando a FSS está embutida entre duas camadas de substrato dielétrico e outra quando uma FSS é disposta em apenas uma camada de substrato dielétrico. A frequência de ressonância de uma FSS embutida entre duas camadas de substrato é reduzida por um fator $\sqrt{\varepsilon_r}$. Quando o, quando substrato é presente em apenas um lado da FSS, sua frequência de ressonância é reduzida por um fator $\sqrt{(\varepsilon_r + 1)/2}$ [4].

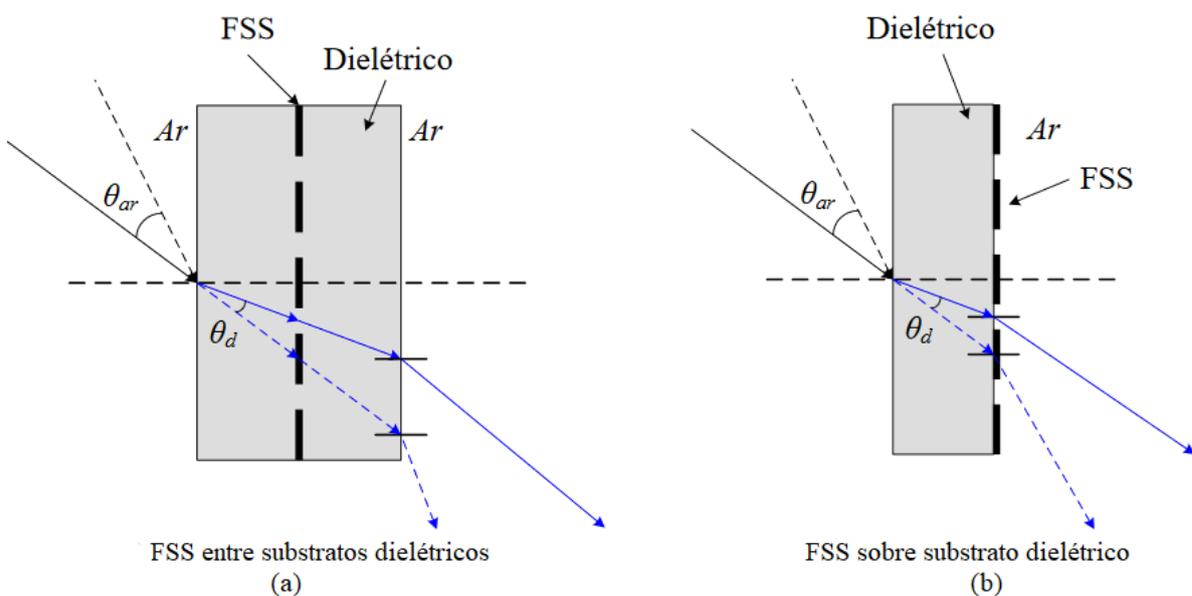


Figura 2.10: Tipos de configurações da FSS: (a) entre camadas dielétricas e (b) sobre uma camada dielétrica [31].

Uma vez fixado o valor da constante dielétrica do substrato, o aumento ou a diminuição da sua espessura também leva a uma mudança na frequência de ressonância. O aumento da espessura do substrato desloca a ressonância da FSS para frequências baixas [4]. Para substratos dielétricos cujas espessuras são maiores do que $0,05\lambda_0$, a constante efetiva do meio é igual à constante dielétrica do substrato $\varepsilon_{eff} = \varepsilon_r$ no caso da FSS entre duas camadas de dielétrico, e igual a $\varepsilon_{eff} = (\varepsilon_r + 1)/2$ no caso da FSS disposta em apenas uma camada de dielétrico. Entretanto, para substratos dielétricos cujas espessuras são menores do que $0,05\lambda_0$, a relação entre a constante dielétrica efetiva do meio com a espessura do substrato é uma função não linear e requer uma análise mais detalhada [31]. Nesse caso, a constante dielétrica efetiva do meio (ε_{eff}) é suscetível à espessura do substrato, fazendo com o que a frequência de ressonância da FSS também seja sensível à espessura do substrato. Isso ocorre pois quando se utilizam substratos dielétricos finos, os elementos condutores da FSS excitam modos evanescentes na região ar-dielétrico, modificando a energia armazenada pelos elementos da FSS e, conseqüentemente, modificando

a frequência de ressonância da superfície [38].

2.2.4 Incidência Oblíqua e Polarização

O ângulo de incidência da onda incidente também influencia na resposta de uma FSS. Quando uma onda com ângulo de incidência oblíqua incide sobre uma FSS formada de fitas condutoras, periodicamente espaçadas por g (Figura 2.11), a separação efetiva entre as fitas (g) é reduzida por um fator de $\cos(\theta)$. Portanto, as dimensões efetivas das fitas condutoras e do espaçamento entre elas, vistas pela onda com incidência oblíqua, são diferentes da onda com incidência normal à FSS [31] [39]. Logo, a variação do ângulo de incidência da onda altera a resposta da FSS.

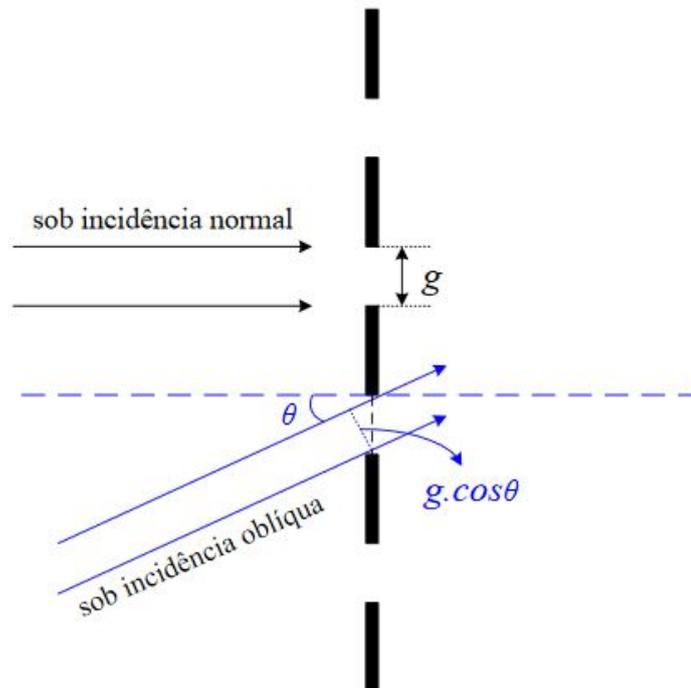


Figura 2.11: Diferença entre a incidência oblíqua e a incidência normal sobre uma FSS formada por fitas condutoras espaçadas por g [31].

Marcuvitz demonstra em [35] que as equações de circuito equivalente também mostram como a alteração do ângulo de incidência influencia na resposta em frequência de uma FSS. As equações que calculam a indutância e capacitância de um arranjo periódico de espiras levam em consideração o ângulo de incidência θ , vide Equações (2.1) e (2.2). Pode se dizer, portanto, que a frequência de ressonância da FSS também é uma função de θ . O aumento do ângulo de incidência pode deslocar a frequência de ressonância para frequências menores no caso de uma FSS formada por espiras quadradas [31].

A polarização da onda incidente também atua sobre a resposta da FSS. Considerando a polarização vertical, quando temos o modo de propagação TE o campo elétrico está polarizado no sentido da condução das fitas (Figura 2.12 (a)) em ambos os casos de incidência: oblíqua e normal, de modo que as fitas podem ser modeladas como componentes indutivos, assim, as correntes induzidas nas fitas são diferentes à medida que o ângulo de incidência varia. No modo TE, o campo elétrico é paralelo e excita cada fita em seu comprimento total, independente do ângulo de incidência. Entretanto, para o modo de propagação TM (Figura 2.12 (b)) a incidência do campo elétrico é oblíqua em relação às fitas condutoras e o comprimento das fitas visto pela onda é menor do que o comprimento efetivo projetado à medida que o ângulo de incidência aumenta [31], [38]. O projeto apropriado da FSS diminui as alterações na resposta da FSS em relação à variação dos ângulos de incidência do sinal e/ou polarizações.

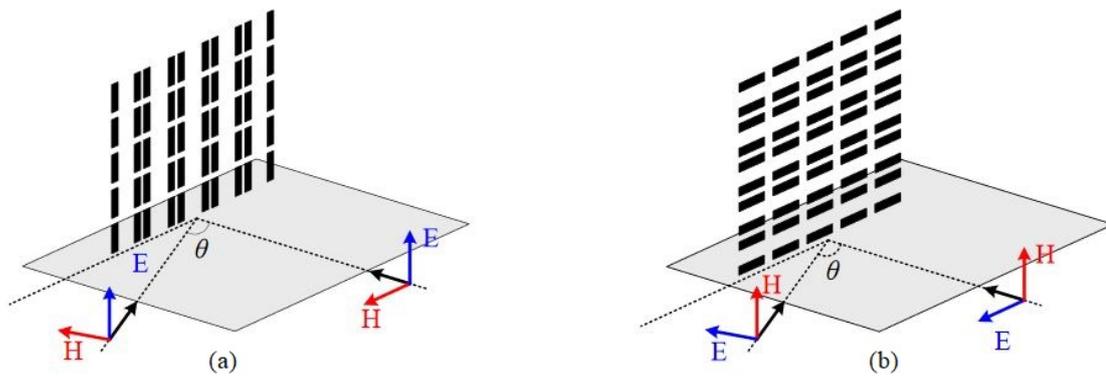


Figura 2.12: Incidência normal e oblíqua para os modos de propagação (a) TE e (b) TM sobre fitas condutoras [31].

2.3 Metamateriais Eletromagnéticos

MTMs são materiais artificiais cujas propriedades eletromagnéticas efetivas podem ser controladas. Usualmente, são estruturas periódicas cujas dimensões são menores do que o comprimento de onda e podem ser descritas, matematicamente, como um meio homogêneo com propriedades eletromagnéticas tais como, permissividade elétrica ϵ permeabilidade magnética μ [11] [40].

Em materiais convencionais, suas propriedades derivam das interações eletromagnéticas entre a onda EM incidente e seus constituintes atômicos. Nos MTMs, tais propriedades são alcançadas projetando-se células unitárias que se comportam como "átomos artificiais", conforme ilustrado na Figura 2.13. O comportamento da célula unitária, ou seja, sua interação com um onda EM incidente, depende da sua estrutura periódica e de seu arranjo geométrico [41].

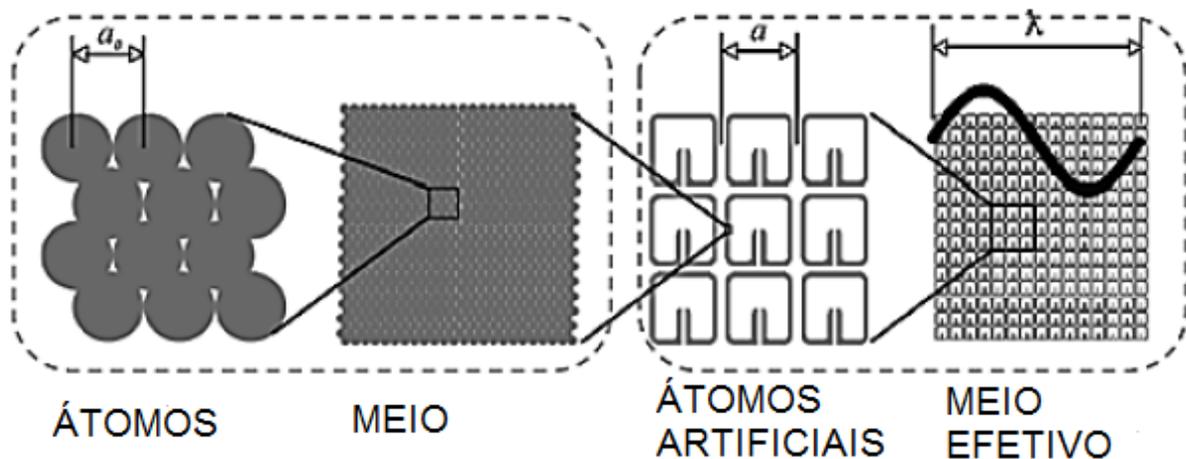


Figura 2.13: Metamateriais - Estruturas Periódicas.

Sabe-se que a permissividade e a permeabilidade efetiva de um material se deve à média das interações da onda com o meio de propagação, induzindo momento elétrico e magnético. No processo de fabricação de um MTM tem-se diversos parâmetros independentes, tais como: as propriedades do material; o tamanho e a forma das células unitárias; o arranjo e o alinhamento das células unitárias. Esses parâmetros (ou graus de liberdade) são necessários para criar um meio de propagação com características eletromagnéticas específicas não observada em materiais naturais [23].

Os MTMs podem ser agrupados em quatro classes de acordo com os sinais da permissividade e permeabilidade efetiva do meio:

1. Meio Duplamente Positivo ou, em inglês, *Double Positive Media* (DPS), são os meios

com ambas permissividade e permeabilidade positivas ($\varepsilon > 0$ e $\mu > 0$). Também são chamados de materiais orientados à direita, nos quais a frente de onda propaga-se afastando da fonte. São os materiais dielétricos.

2. Meio ε -Negativo ou, em inglês *Epsilon Negative Media* (ENG), são os meios com permissividade negativa e permeabilidade positiva ($\varepsilon < 0$ e $\mu > 0$). Caracteriza o plasma elétrico e ondas evanescentes.
3. Meios duplamente negativos ou, em inglês, *Double Negative Media* (DNG), são os meios com ambas permissividade e permeabilidade negativas ($\varepsilon < 0$ e $\mu < 0$). Também são chamados de materiais orientados à esquerda, nos quais a frente de onda propaga na direção da fonte. Também são conhecidos como MTMs com índice de refração negativo, ou em inglês, *Negative Index Metamaterials* (NIM).
4. Meio μ -Negativo ou, em inglês, *Mu Negative Media* (MNG) são os meios com permeabilidade negativa e permissividade positiva ($\varepsilon > 0$ e $\mu < 0$). Caracterizam os plasmas magnéticos.

O tipo de MTM que mais desperta interesse da comunidade acadêmica são aqueles com meio duplamente negativos (DNG), nos quais a permissividade e a permeabilidade são simultaneamente negativas. Nesses materiais ocorrem fenômenos de conversão de energia, resultado da interação campo-material. Materiais com $\varepsilon < 0$ convertem o campo elétrico em campo magnético e quando uma onda incide sobre uma superfície $\varepsilon < 0$ (ex.: metais) é induzida uma corrente que é fonte do campo magnético. Analogamente, materiais com $\mu < 0$ convertem o campo magnético em campo elétrico. Desse modo, materiais com $\varepsilon < 0$ e $\mu < 0$, representam estados que armazenam energia na forma elétrica e magnética, respectivamente. Como apresentado em [13], "*materiais com índice de refração negativo recuperam não somente a fase das ondas propagantes como também a amplitude de ondas evanescentes*".

Veselago em 1967 [42] investigou teoricamente o que ocorria quando uma onda plana uniforme incide em um meio DNG. Ele demonstrou que em tal meio, com índice de refração negativo, fenômenos como a Lei de Snell apresentam comportamento reverso, ou seja, a onda propagante tem seu vetor de Poynting na direção oposta da direção da velocidade de fase [42]. Nesse meio, o campo elétrico \mathbf{E} , o campo magnético \mathbf{H} e o vetor

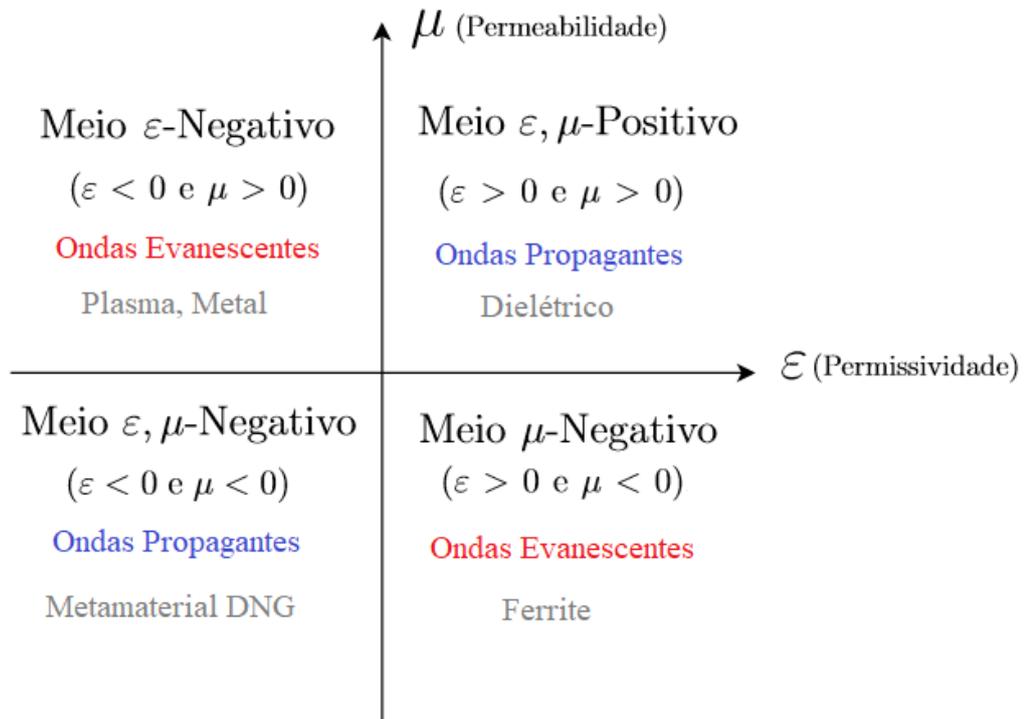


Figura 2.14: Classificação dos meios.

de onda \mathbf{k}_0 não seguem a regra da mão direita, mas sim a regra da mão esquerda, ou seja, a onda propagante é reversa. A Figura 2.15 ilustra o sistema dos vetores \mathbf{E} , \mathbf{H} , \mathbf{k} e o vetor de Poynting \mathbf{S} para os meios que seguem a regra da mão direita e a regra da mão esquerda, na qual \mathbf{v}_p é a velocidade de fase e \mathbf{v}_g é a velocidade de grupo.

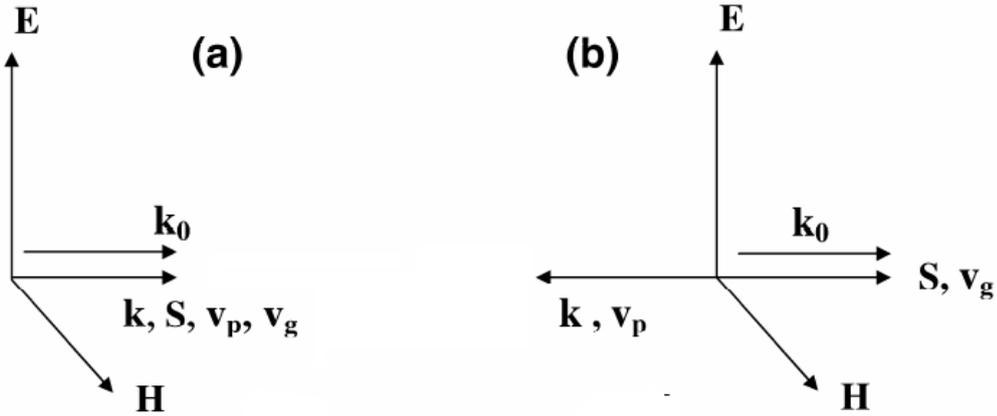


Figura 2.15: Sistema de vetores \mathbf{E} , \mathbf{H} , \mathbf{k}_0 e \mathbf{S} : (a) sistema da regra da mão direita e (b) sistema da regra da mão esquerda.

2.3.1 Propagação em um meio orientado à esquerda

Para entender a propagação de uma onda eletromagnética em um meio no qual ambas permissividade ε e permeabilidade μ são negativas, é preciso considerar uma forma reduzida das equações de Maxwell [43],

$$\nabla^2 \mathbf{E} + \omega \mu \varepsilon \mathbf{E} = 0 \quad (2.4)$$

$$\nabla^2 \mathbf{H} + \omega \mu \varepsilon \mathbf{H} = 0 \quad (2.5)$$

Pelas equações (2.4) e (2.5) temos que, sendo o produto de ε e μ positivo, é possível que uma onda plana se propague em um meio orientado à esquerda. Agora, ao considerar as equações de Maxwell na forma diferencial de primeira ordem temos,

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{H} \quad (2.6)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = j\omega\varepsilon\mathbf{E} \quad (2.7)$$

das quais os campos de ondas planas são

$$\mathbf{E} = E_0 e^{-j(\mathbf{k}\cdot\mathbf{r} - \omega t)} \quad (2.8)$$

$$\mathbf{H} = H_0 e^{-j(\mathbf{k}\cdot\mathbf{r} - \omega t)} \quad (2.9)$$

onde a dependência de tempo e espaço dos campos está implícita no termo $e^{-j(\mathbf{k}\cdot\mathbf{r} - \omega t)}$. As equações (2.6) e (2.7) podem ser reduzidas para,

$$\mathbf{k} \times \mathbf{E} = \omega\mu\mathbf{H} \quad (2.10)$$

$$\mathbf{k} \times \mathbf{E} = -\omega\varepsilon\mathbf{E} \quad (2.11)$$

Desse modo, observando as equações (2.10) e (2.11), quando ε e μ forem positivos os vetores \mathbf{E} , \mathbf{H} , \mathbf{k} formam um sistema ortogonal orientado à direita. No entanto, se ambos ε e μ forem negativos as equações são reescritas,

$$\mathbf{k} \times \mathbf{E} = -\omega|\mu|\mathbf{H} \quad (2.12)$$

$$\mathbf{k} \times \mathbf{E} = \omega|\varepsilon|\mathbf{E} \quad (2.13)$$

O principal resultado que podemos observar analisando essas equações é que a propagação da onda será reversa como ilustra a Figura 2.15. A direção do fluxo de energia é determinada pela parte real do vetor de Poynting,

$$\mathbf{S} = \frac{1}{2}\mathbf{E} \times \mathbf{H}^* \quad (2.14)$$

que não é afetado pela mudança simultânea de dos sinal de ε e μ . Desse modo, os vetores \mathbf{E} , \mathbf{H} , \mathbf{S} formam o trio de um sistema orientado à direita em um meio orientando à esquerda, portanto, nesse meio, a energia e a frente de onda se propagam em direções opostas caracterizando uma propagação de onda reversa. Essa é uma propriedade única dos meios duplamente negativos [43].

2.3.2 Refração Negativa

Meios com índice de refração negativa possuem a permissividade e a permeabilidade negativas, este meio é chamado de meio duplamente negativo ou em inglês *Double Negative Media* (DNG). Este meio não é encontrado de forma natural, porém pode ser obtido através de células de metamaterial. O índice de refração de um meio dispersivo depende da frequência e pode ser escrito como,

$$n(\omega)^2 = \varepsilon(\omega)\mu(\omega) \quad (2.15)$$

O índice de refração fornece a medida da deflexão na propagação de uma onda eletromagnética ao atingir uma interface entre dois meios com diferentes valores de índices de

refração [44]. A Lei de Snell de refração provê uma relação entre o ângulo de incidência, ângulo de refração e o índice de refração dos dois meios e representada como

$$n_1 \text{sen}(\theta_1) = n_2 \text{sen}(\theta_2) \quad (2.16)$$

Nos quais n_1 e n_2 são os índices de refração dos meios 1 e 2, respectivamente, e θ_1 e θ_2 são os ângulos de incidência da onda propagante incidente nos meios 1 e 2, respectivamente. A Figura 2.16 ilustra as condições de contorno na interface e impõe continuidade nas componentes tangenciais do vetor de onda,

$$\frac{\text{sen}(\theta_i)}{\text{sen}(\theta_r)} = \frac{-|\mathbf{k}_2|}{|\mathbf{k}_1|} = \frac{n_2}{n_1} < 0 \quad (2.17)$$

Nos quais n_1 e n_2 são o índice de refração de um meio comum e de um meio orientado à esquerda, respectivamente. Assumindo $n_1 > 0$ na equação (2.17), temos que $n_2 < 0$. Portanto, o sinal do índice de refração deve ser escolhido como sendo negativo [42],

$$n = -c\sqrt{\epsilon\mu} \quad (2.18)$$

Por esta razão, meios orientados à esquerda também podem ser referidos como índice de refração negativo e meio de refração negativa [43].

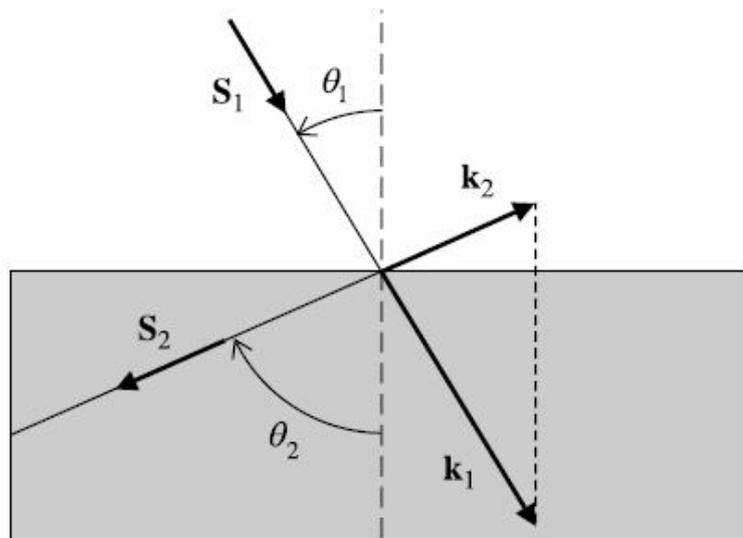


Figura 2.16: Demonstração gráfica de refração negativa. A área cinza é o meio orientado à esquerda [43].

Através da óptica geométrica pode se demonstrar que meios orientados à esquerda

suportam a propagação da onda EM e podem ser utilizados para focalizar os campos incidentes. A Figura 2.17 ilustra esse efeito.

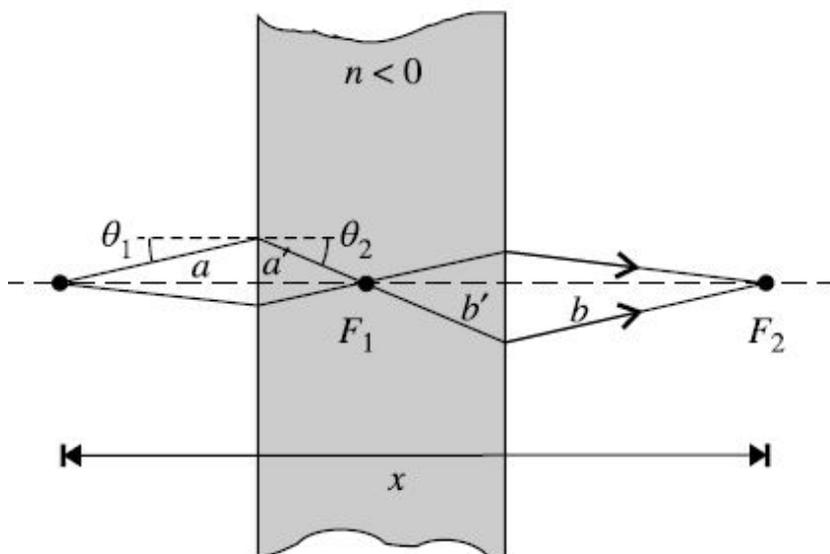


Figura 2.17: Demonstração gráfica da focalização de raios incidentes por um meio orientado à esquerda (área cinza). Os raios são focalizados em dois pontos F_1 e F_2 , dentro e fora da área cinza [43]

$$|n| = \frac{|\text{sen}(\theta_1)|}{|\text{sen}(\theta_2)|} \simeq \frac{|\text{tan}(\theta_1)|}{|\text{tan}(\theta_2)|} = \frac{a'}{a} = \frac{b'}{b} \quad (2.19)$$

Se $n = -1$, para qualquer ângulo de incidência $|\theta_1| = |\theta_2|$ e todos os raios incidentes são focados em dois pontos, dentro (F_1) e fora (F_2) do meio. O ponto (F_2) se encontra à distância $x = 2d$ da fonte, onde d é o comprimento do meio.

No escopo dessa dissertação, os termos refração negativa e índice de refração negativo são equivalentes. Os feixes de onda incidentes e refratados estão sempre do mesmo lado da normal, e a Lei de Snell da Equação (2.17) é satisfeita com um índice de refração negativo, que não depende do ângulo de incidência. De um modo, a refração negativa pode ser vista como uma propriedade única de meio orientados à esquerda. Por outro lado, pode ser entendida como uma situação na qual os feixes incidentes e refratados estão no mesmo lado na normal para um determinado ângulo de incidência. No entanto, é interessante ressaltar que a refração negativa pode aparecer em outros sistemas que não incluem os meio orientados à esquerda, ou que nem mesmo tenha algum parâmetro negativo [43].

Capítulo 3

Modelo de Superfície Refletora Baseada em FSS

Como destacado no Capítulo 1, projetos que visam melhoria de desempenho das características de irradiação de antenas com o uso de refletores baseados em FSS, têm apresentado estruturas que devem obedecer distâncias de $\lambda/4$ com o intuito de obter reflexão total e em fase da onda, para que a diretividade e os parâmetros de irradiação da antena sejam otimizados.

Com o intuito de obter uma estrutura de antena com FSS que apresente baixo perfil, este trabalho propõe o uso de uma superfície refletora com substrato de alta permissividade carregado com FSS acoplada à antena, substituindo o meio de ar entre a antena e a FSS, cujas dimensões de comprimento e largura sejam iguais às dimensões do substrato da antena. O desempenho de antenas *microstrip* utilizando substratos de alta permissividade carregados com FSS acoplado à antena será avaliado em função de diferentes constantes dielétricas, $\epsilon_r = 70, 125$ e 140 , e suas respectivas espessuras, sobre os quais será disposta a FSS com arranjo periódico de elementos [45]. Como proposta de estudo, uma estrutura composta da antena e refletor baseado em FSS é apresentada. As dimensões do refletor baseado em FSS devem apresentar dimensões reduzidas. Portanto, o valor da espessura do substrato de alta permissividade (h) é ajustado, de maneira que a FSS opere como um plano refletor [19], neste caso onde h deve ser próximo de $\lambda/4$ como demonstram as equações (3.1) e (3.2).

Para que o substrato com FSS possa ser acoplado à antena, sua espessura considerada deve ser $h_2 = \lambda/4$. Sabendo que λ_o é comprimento de onda no espaço livre [46], a equação (3.1) apresenta o comprimento de onda relativo no substrato de alta permissividade (ϵ_r)

$$\lambda_r = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.1)$$

Portanto, a espessura do substrato de alta permissividade é relacionada com a constante dielétrica pela equação (3.2).

$$h_2 = \frac{\lambda_r}{4} = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_{r2}}} \quad (3.2)$$

A Figura 3.1 apresenta a configuração do modelo proposto para uma MPA e a superfície refletora com substrato de alta constante dielétrica carregado com FSS, substituindo o meio de ar. Os parâmetros h_1 e ϵ_{r1} são a espessura e a constante dielétrica do substrato da antena, respectivamente, h_2 e ϵ_{r2} são a espessura e a constante dielétrica da superfície refletora de alta permissividade, respectivamente, e t é a espessura do cobre de ambas as camadas.

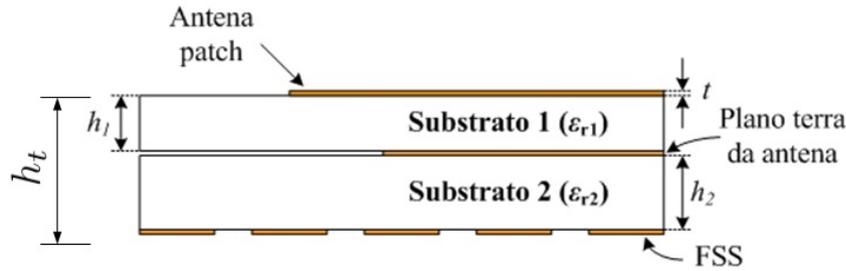


Figura 3.1: Modelo proposto para uma MPA com a superfície refletora com substrato de alta permissividade carregado com FSS.

3.1 Modelo com dielétrico de alta permissividade

Para analisar o desempenho do modelo proposto, a superfície refletora é aplicada nas antenas apresentadas em [9] e [10], criando novos modelos denominados de MPA-PTT-SAP-FSS (*microstrip patch* antena com plano terra truncado e a superfície de alta permissividade carregado com FSS) e MPA-GND-SAP-FSS (*microstrip patch* antena com plano terra inteiro e a superfície de alta permissividade carregado com FSS), respectivamente. A Tabela 3.1 apresenta os valores de h_2 dimensionados para os novos modelos MPA-PTT-SAP-FSS e MPA-GND-SAP-FSS, obtidos a partir da equação (3.2), para cada valor de constante dielétrica levando em consideração λ_0 de cada antena de referência.

Tabela 3.1: Espessura do substrato de alta permissividade

	Modelo MPA-PTT-SAP-FSS		
	$\varepsilon_r = 70$	$\varepsilon_r = 125$	$\varepsilon_r = 140$
h_2 (mm)	2,50	1,86	1,76
	Modelo MPA-GND-SAP-FSS		
	$\varepsilon_r = 70$	$\varepsilon_r = 125$	$\varepsilon_r = 140$
h_2 (mm)	0,956	0,715	0,670

3.1.1 Modelo MPA-PTT-SAP-FSS

A antena de referência proposta em [9] possui plano terra truncado e opera na faixa de comunicação do 5G em duas frequências de ressonância: 3,6 e 14,33 GHz, com $\lambda_0 = 83,3$ mm (para 3,6 GHz). A Figura 3.2 apresenta o modelo MPA-PTT-SAP-FSS que utiliza uma FSS de 15 x 13 elementos de espira quadrada 2,5 x 2,5 mm. Foram repetidas as dimensões originais dos elementos irradiantes e do substratos da antena de referência. Para este modelo as dimensões das espiras foram redimensionadas pelo método apresentado em [4].

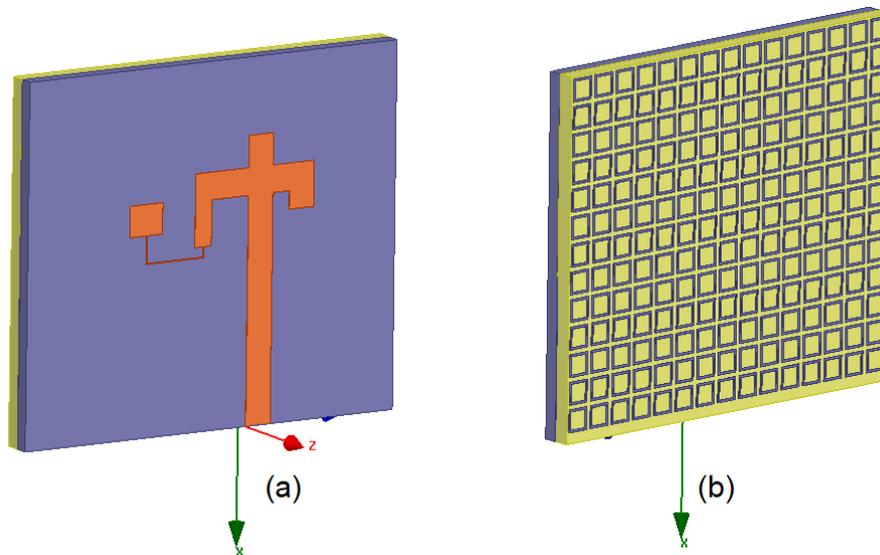


Figura 3.2: Modelo MPA-PTT-SAP-FSS proposto: (a) microstrip patch antena com plano terra truncado e (b) superfície refletora de alta permissividade com FSS.

A Figura 3.3 apresenta a geometria da espira quadrada e suas dimensões, as quais são: $D = 9$ mm, $p = 10,2$ mm, $g = 1,2$ mm e $w = 1,6$ mm.

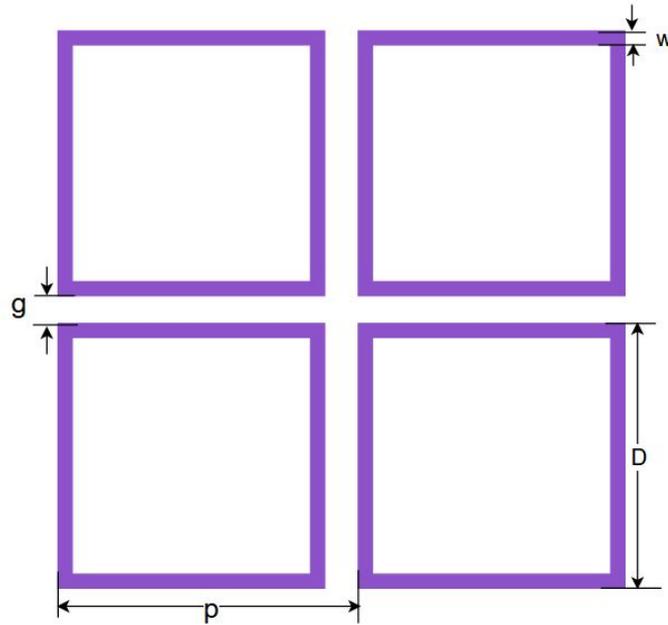


Figura 3.3: Arranjo de espiras quadradas mostrando a geometria das células unitárias e seus parâmetros de projeto para o modelo MPA-PTT-SAP-FSS.

3.1.2 Modelo MPA-GND-SAP-FSS

A antena de referência proposta em [10] possui plano terra inteiro e opera na banda X em duas frequências de ressonância: 9,25 e 11 GHz, com $\lambda_0 = 32,4$ mm (para 9,25 GHz). A Figura 3.4 apresenta o modelo MPA-GND-SAP-FSS que utiliza uma FSS de 5x5 elementos de espiras quadradas 9 x 9 mm. Foram respeitadas as dimensões originais dos elementos irradiantes e do substrato da antena de referência. Para este modelo também foram mantidas as dimensões da espira quadrada. É importante observar que o modelo MPA-GND-SAP-FSS proposto diferencia do modelo original [10], no qual a FSS está na frente do elemento irradiante na condição de superestrato com baixa constante dielétrica ($\epsilon_r = 4,4$), e no modelo deste trabalho a FSS está atrás do plano terra no substrato de alta constante dielétrica.

A Figura 3.5 apresenta a geometria da espira quadrada e suas dimensões, as quais são: $D = 2,5$ mm, $p = 3$ mm, $g = 0,5$ mm e $w = 0,25$ mm.

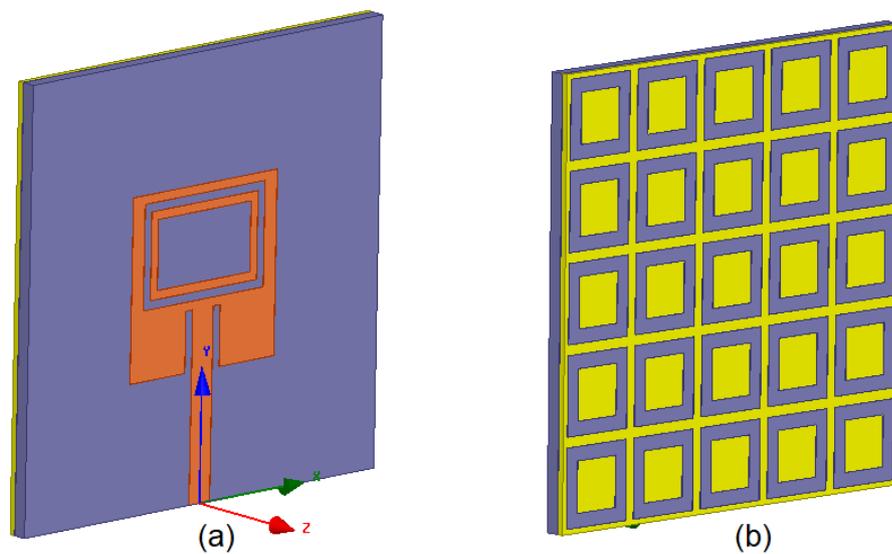


Figura 3.4: Modelo MPA-GND-SAP-FSS proposto: a) microstrip patch antenna com plano terra inteiro e (b) superfície refletora de alta permissividade com FSS.

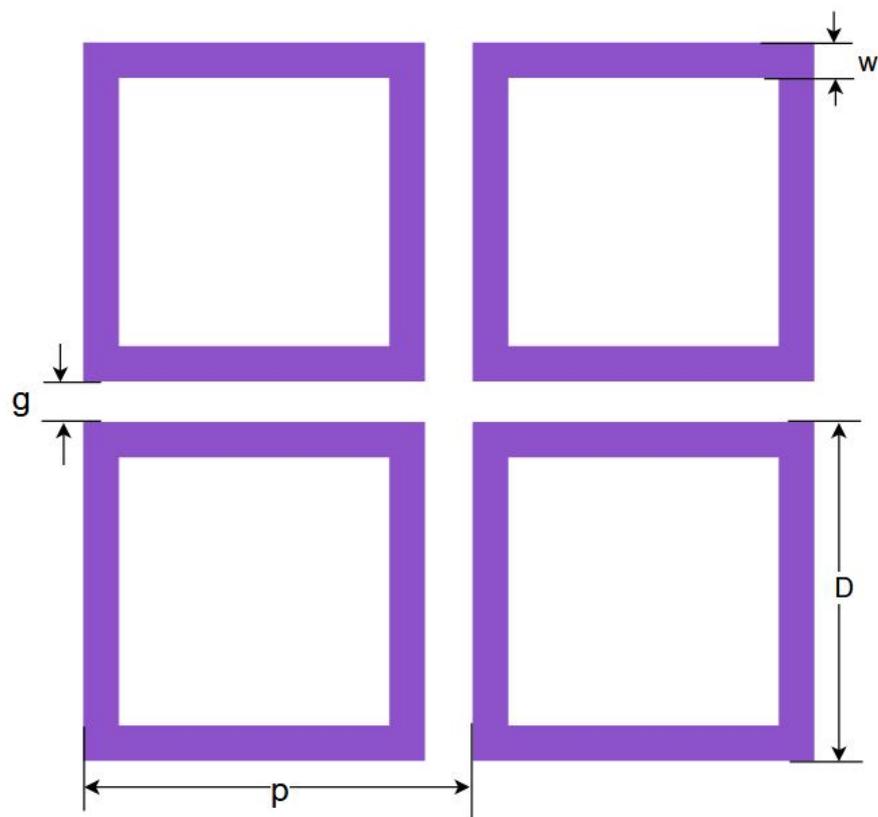


Figura 3.5: Arranjo de espiras quadradas mostrando a geometria das células unitárias e seus parâmetros de projeto.

3.2 Simulação comparativa entre as FSS com ar e com meio de alta permissividade

As simulações foram feitas no software da ANSYS Electronics HFSS [47], que usa o Métodos dos Elementos Finitos, com o modelo EM tridimensional e caixa de ar de tamanho $\lambda_0/4$ em todas as direções. Para as simulações foram utilizados os substratos MCT-70, MCT-125 e MCT-140 [48], com constante dielétrica $\varepsilon_r = 70$, $\varepsilon_r = 125$ e $\varepsilon_r = 140$, respectivamente, todos com tangente de perdas $\delta = 0.0015$.

3.2.1 Resultados do modelo MPA-PTT-SAP-FSS

Foram testados os três substratos com diferentes ε_r , no entanto, o melhor resultado foi obtido para $\varepsilon_r = 140$. A Figura 3.6 mostra o coeficiente de reflexão da antena de referência [9] e do modelo MPA-PTT-SAP-FSS para $\varepsilon_r = 140$. O substrato de alta permissividade manteve as frequências em 3,6 e 14 GHz e adicionou frequências de ressonância em 2,4 GHz, 6,9 GHz, 7,9 GHz e 8,5 GHz com o respectivo coeficiente de reflexão de -24 dB, -13,75 dB, -12,72 dB, -22,32 dB, como mostra a Tabela 3.2. O ganho reportado para a antena de referência [9] foi de 2,76 dB para 3,6 GHz e 4,83 dB para 14 GHz. Com a superfície refletora proposta o ganho aumentou para 3,45 dB em 3,6 GHz, porém se manteve em 4,23 dB para 14 GHz. A inserção da superfície refletora além de gerar outras frequências de ressonância, apresentou pouco influência nas demais bandas já existentes, além de cobrir inteiramente a banda *Industrial Scientific and Medical* (ISM).

Tabela 3.2: Parâmetro S_{11} e largura de banda da antena MPA-PTT-SAP-FSS para $\varepsilon_{r2} = 140$

Frequência (GHz)	S_{11} (dB)	Largura de Banda (MHz)
2,40	-24	126,5
3,60	-13,73	60
6,90	-13,75	300
7,90	-12,73	150
8,50	-22,33	200
14,33	-25	4200

De acordo com [38], considerando o substrato da FSS, quando se utiliza substratos dielétricos finos ($< 0,05 \lambda_0$), os elementos condutores da FSS excitam modos evanescentes na região ar-dielétrico, modificando a energia armazenada pelos elementos da FSS e,

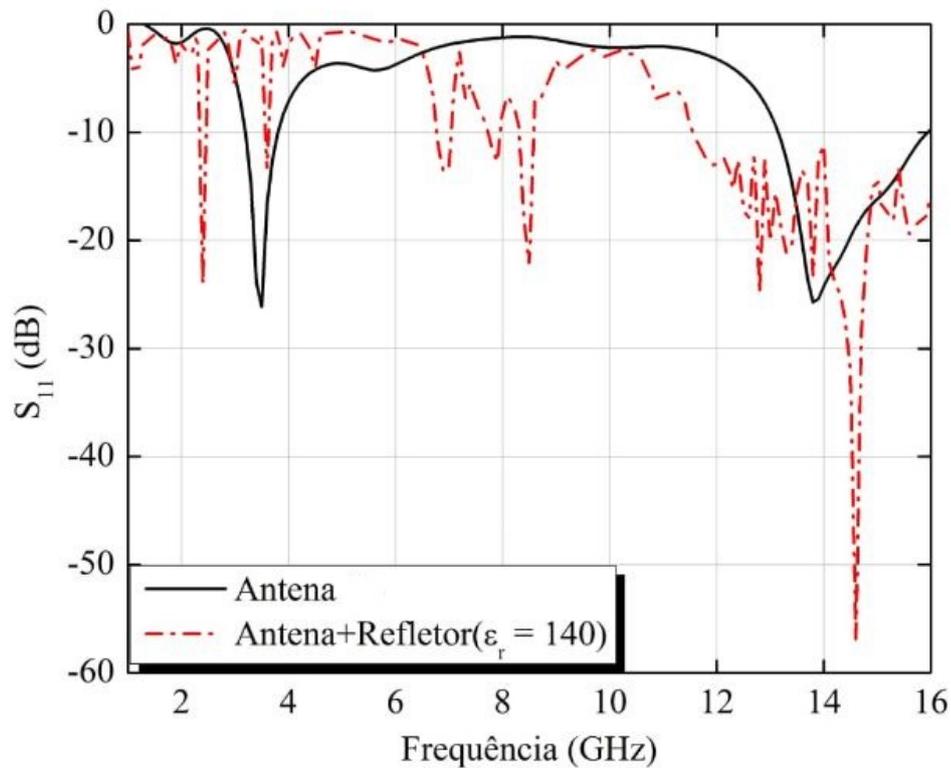


Figura 3.6: Parâmetro S_{11} da antena de referência [9] e do modelo MPA-PTT-SAP-FSS para $\epsilon_{r2} = 140$.

consequentemente, modificando a frequência de ressonância da superfície. Nesse modelo $h_2 < 0,05 \lambda_0$, consequentemente, esse efeito criou outras frequências ressonantes, além das já existentes.

A Tabela 3.3 mostra o fator de redução da estrutura total da antena (antena - superfície de alta permissividade - FSS) em comparação à antena de referência (antena - ar - FSS)

Tabela 3.3: Comparação da altura total da estrutura da antena de referência [9] e do modelo MPA-PTT-SAP-FSS

Estrutura	h_t (mm)	Fator de Redução (%)
Ref. [9]	38,97	-
Prop. MCT-140	3,284	91,6

3.2.2 Resultados do modelo MPA-GND-SAP-FSS

A Figura 3.7 mostra o coeficiente de reflexão da antenna de referência [10] e do modelo MPA-GND-SAP-FSS para $\epsilon_{r2}=70, 125$ e 140 . A Tabela 3.4 mostra os valores do coeficiente de reflexão, ganho e largura de banda da antenna de referência [10] e do modelo MPA-GND-SAP-FSS para $9,2$ e $10,9$ GHz. A Tabela 3.5 resume os valores das alturas totais das estruturas (h_t) e o fator de redução do modelo aplicado para cada substrato com $\epsilon_{r2} = 70, 125$ e 140 .

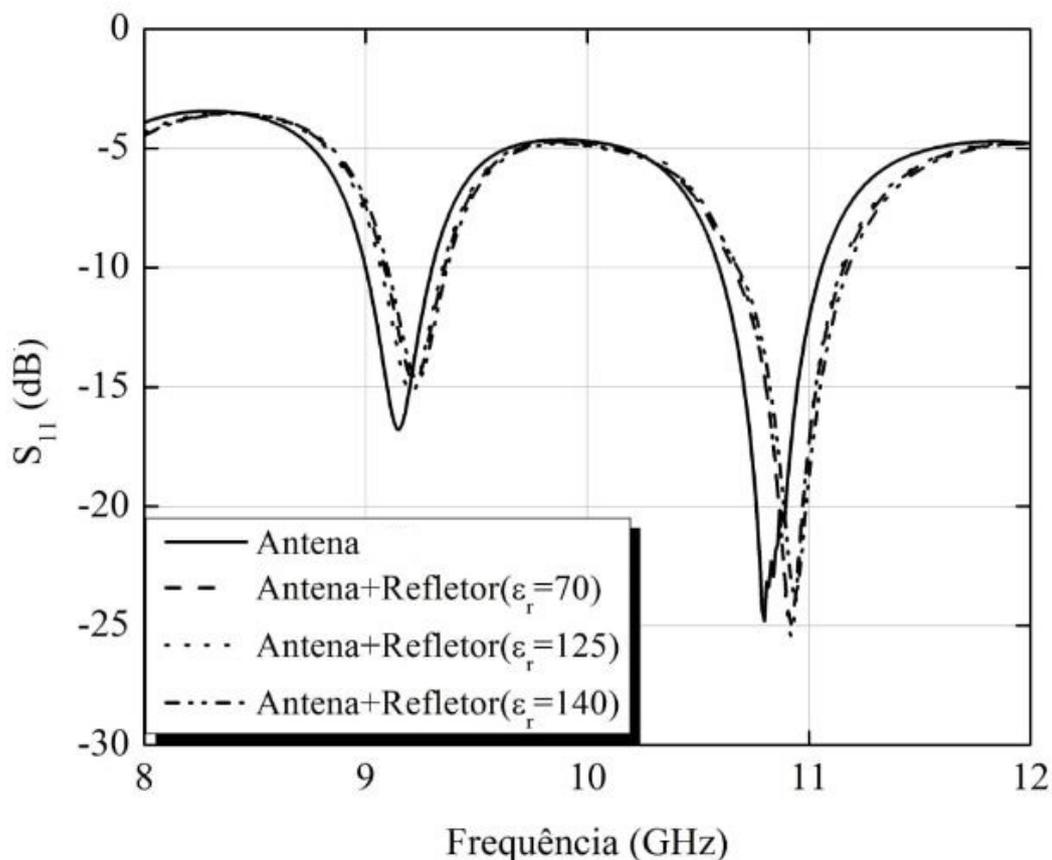


Figura 3.7: Parâmetro S_{11} da antenna de referência [10] e do modelo MPA-GND-SAP-FSS.

Uma vez que os resultados do coeficiente de reflexão estão muito semelhantes ao da antenna original para os três valores de permissividade diferentes, para uma futura fabricação será escolhido o substrato que proporcionou maior redução de espessura da estrutura total h_t , que no caso foi o de $\epsilon_r=140$, de acordo com a Tabela 3.5

Os resultados do coeficiente de reflexão para diferentes valores de ϵ_r do modelo MPA-GND-SAP-FSS são próximos do resultado original em [10], desta forma a análise da diretividade e da eficiência a seguir foi considerado para este modelo. A seguir são apresentados os gráficos da diretividade em função de θ referente ao modelo MPA-GND-SAP-FSS.

Tabela 3.4: Parâmetro S_{11} , largura de banda e ganho da antena de referência [10] e do modelo MPA-GND-SAP-FSS para 9,2 e 10,9 GHz

Frequência (GHz)	Substrato	S_{11} (dB)	Largura de Banda (MHz)	Ganho (dB)
9,2	-	-16	290	4,4
	MCT-70	-14	260	4,6
	MCT-125	-15	270	4,6
	MCT-140	-14	260	4,5
10,9	-	-24	450	2,4
	MCT-70	-24	500	3,0
	MCT-125	-25	460	3,2
	MCT-140	-23	490	4,5

A Figura 3.8 mostra a diretividade para 9,2 GHz e a Figura 3.9 para 10,9 GHz. Os máximos para diretividade ocorreram em $\phi = -170^\circ$ para 9,2 GHz e $\phi = 90^\circ$ para 10,9 GHz.

Tabela 3.5: Comparação da altura total da estrutura da antena de referência [10] e do modelo MPA-GND-SAP-FSS

Estrutura	h_t (mm)	Fator de Redução (%)
Ref. [10]	11,20	-
Prop. MCT-70	2,556	77,4
Prop. MCT-125	2,315	79,4
Prop. MCT-140	2,270	79,7

As Tabelas 3.6 e 3.7 mostram como o substrato altera a diretividade e o ganho da antena proporcionalmente, mantendo a eficiência constante para todo θ . Para 9,2 GHz a máxima diretividade ocorreu em $\theta = 40^\circ$ e $\phi = -170^\circ$, para 10,9 GHz a máxima diretividade ocorreu em $\theta = 20^\circ$ e $\phi = 90^\circ$.

Tabela 3.6: Diretividade, ganho e eficiência em 9,2 GHz, $\phi = -170^\circ$ e $\theta = 40^\circ$

substrato	Diretividade	Ganho	Eficiência
-	4,90	2,60	0,53
MCT-70	5,13	2,80	0,55
MCT-125	5,23	2,83	0,54
MCT-140	5,20	2,81	0,54

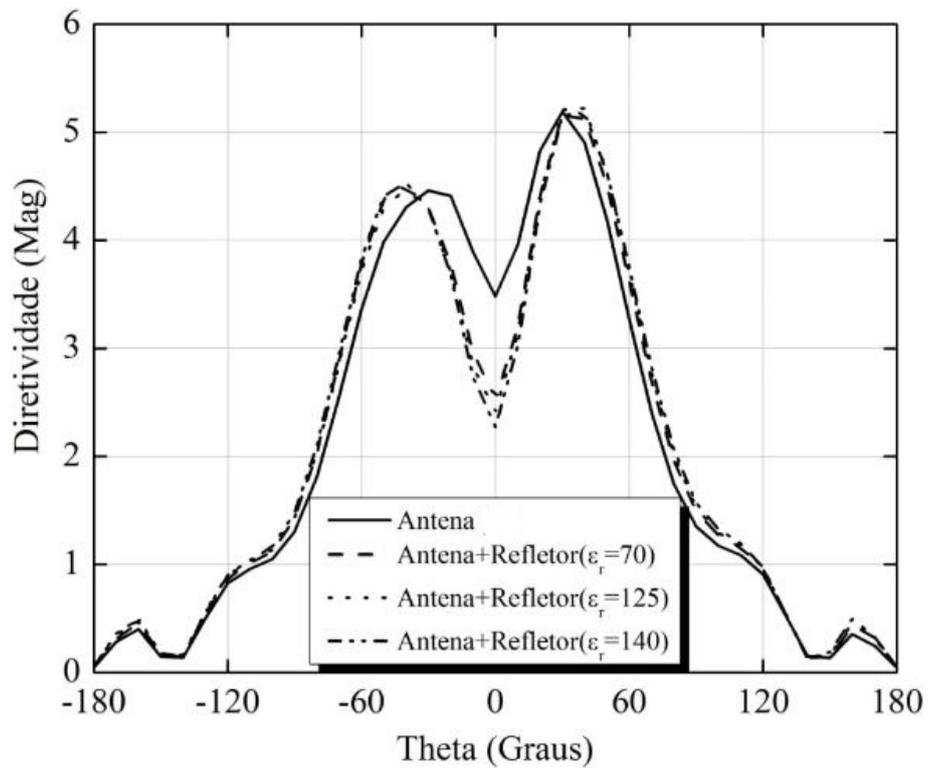
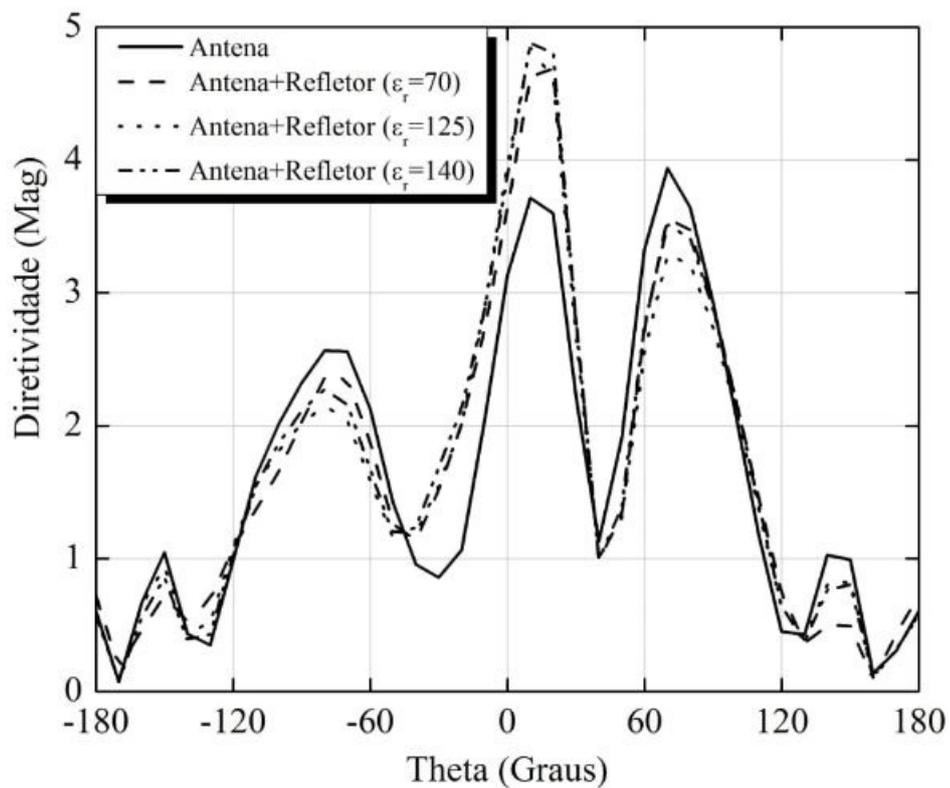
Figura 3.8: Diretividade do modelo MPA-GND-SAP-FSS em 9,2 GHz e $\phi = -170^\circ$ Figura 3.9: Diretividade do modelo MPA-GND-SAP-FSS em 10,9 GHz e $\phi = 90^\circ$

Tabela 3.7: Diretividade, ganho e eficiência em 10,9 GHz e $\phi = 90^\circ$ e $\theta = 20^\circ$

substrato	Diretividade	Ganho	Eficiência
-	3,60	1,60	0,44
MCT-70	4,70	2,01	0,43
MCT-125	4,60	1,97	0,43
MCT-140	4,80	2,04	0,43

Analisando os resultados da diretividade, eficiência e ganho (Tabelas 3.6 e 3.7), para as duas frequências do modelo MPA-GND-SAP-FSS, o conjunto da antena com o substrato de alta constante dielétrica com $\epsilon_{r2} = 125$ apresenta os melhores valores na frequência de 9,2 GHz. Desta forma, o diagrama de irradiação 3D do campo elétrico em magnitude e o diagrama polar de ganho normalizado para os melhores resultados são apresentados nas Figuras 3.10 e 3.11, respectivamente.

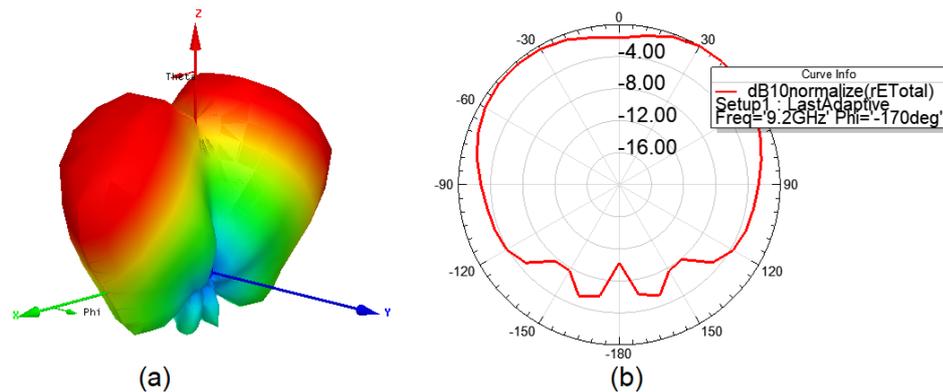


Figura 3.10: (a) Diagrama de radiação 3D do campo elétrico em magnitude e (b) diagrama polar do ganho normalizado em $\phi = -170^\circ$ do modelo MPA-GND-SAP-FSS para $\epsilon_{r2} = 125$ em 9,2 GHz.

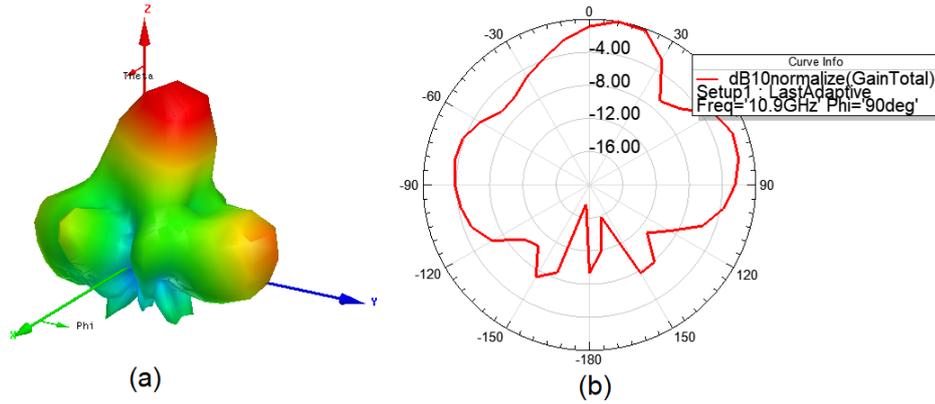


Figura 3.11: (a) Diagrama de radiação 3D do campo elétrico em magnitude e (b) diagrama polar do ganho normalizado em $\phi = 90^\circ$ do modelo MPA-GND-SAP-FSS para $\epsilon_{r2} = 125$ em 10,9 GHz.

3.3 Análise dos resultados

Os resultados do coeficiente de reflexão da antena de referência [9] com a superfície refletora do modelo MPA-PTT-SAP-FSS deste trabalho gerou outras frequências de ressonância em 2,40 GHz, 6,90 GHz, 7,90 GHz e 8,50 GHz, cobrindo inteiramente a banda ISM. O modelo MPA-PPT-SAP-FSS na frequência de 14 GHz obteve um aumento na largura de banda de 4,20 GHz. O ganho do modelo MPA-PTT-SAP-FSS melhorou em relação à antena original [9] na frequência de 3,6 GHz de 2,76 dB para 3,45 dB e na frequência de 14 GHz o ganho se manteve.

A Figura 3.12 mostra a redução da dimensão original em relação ao modelo MPA-PTT-SAP-FSS comparando a espessura total da estrutura apresentada em [9] (*microstrip patch* antena ($h_1=1,524$ mm) - ar ($0,447 \lambda_0 = 37,25$ mm) - FSS ($0,203$ mm)) com a estrutura proposta neste trabalho (*microstrip patch* antena ($h_1=1,524$ mm) - substrato alta permissividade com FSS ($h_2 = 1,76$ mm)). Vemos que o protótipo proposto neste trabalho obteve uma redução de 91,6% na espessura total original.

Na antena de modelo MPA-GND-SAP-FSS na frequência 10,9 GHz o aumento da constante dielétrica do substrato está relacionado com o aumento do ganho e da diretividade, mantendo a eficiência constante. No entanto, para 9,2 GHz o aumento da constante dielétrica do substrato está relacionado com o aumento da diretividade, enquanto manteve o ganho e a eficiência constantes. O coeficiente de reflexão do modelo MPA-GND-SAP-FSS aumentou em todos os substratos utilizados em relação à antena de referência [10]. Utilizando o substrato MCT-125 o coeficiente de reflexão melhorou de -12 dB para -15 dB em 9,2 GHz e de -22 dB para -25 dB na frequência de 10,9 GHz. A largura de banda é de

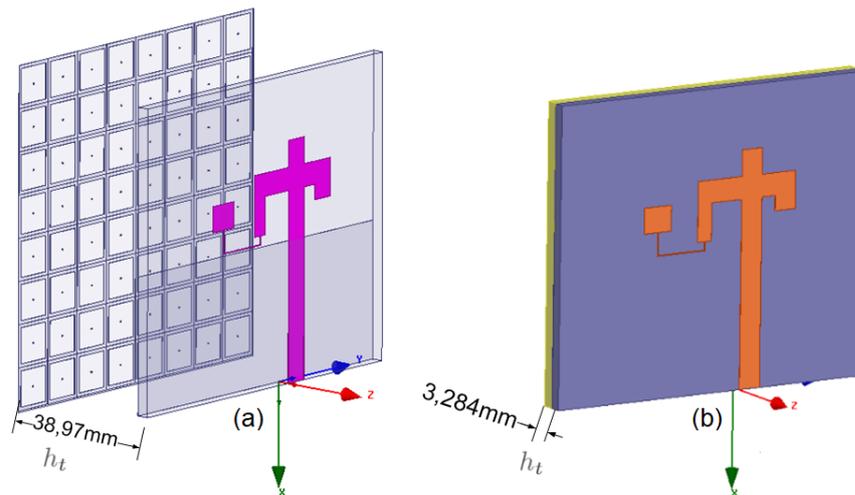


Figura 3.12: Comparação da espessura total proposta em [9] com o modelo MPA-PPT-SAP-FSS.

270 MHz em 9,2 GHz e 490 MHz em 10,9 GHz. Ainda neste modelo o ganho apresentou um aumento utilizando o substrato MCT-140 de 4 dB para 4,5 dB em 9,2 GHz e de 3,5 dB para 4,5 dB na frequência de 10,9 GHz.

A Figura 3.13 mostra a redução da dimensão original em relação ao modelo MPA-GND-SAP-FSS comparando a espessura total da estrutura apresentada em [10] (*microstrip patch* antena ($h_1=1,6$ mm) - ar ($0,246 \lambda_0=8$ mm) - FSS (1,6 mm)) e a estrutura proposta nesse trabalho (*microstrip patch* antena ($h_1=1,6$ mm) - substrato de alta permissividade com FSS (h_2 - Tabela 3.1)). Vemos que o protótipo proposto nesse trabalho obteve uma redução acima de 70% na espessura total h_t .

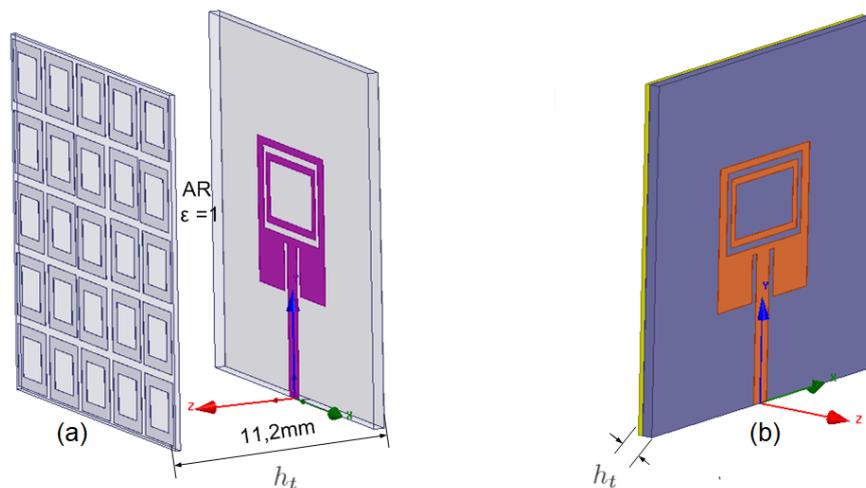


Figura 3.13: Comparação da espessura total: (a) da estrutura proposta em [10] com (b) o modelo MPA-GND-SAP-FSS.

Capítulo 4

Modelo de Antenas com Metamaterial

4.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os projetos, simulações e medidas da caracterização de antenas *microstrip* a partir de uma abordagem diferente para obter uma antena de banda dupla. Será investigado os efeitos das células CSRR no plano terra de uma antena *microstrip* de *patch* circular convencional *Microstrip Circular Patch Antenna* (MCPA) em três configurações distintas para as frequências de 3,5 e 4,8 GHz. Essas frequências foram escolhidas por serem utilizadas nas tecnologias de comunicação móvel celular e por serem as candidatas para o sistema de comunicação 5G no Brasil. Os parâmetros da célula analisados são o *gap* da espira, o período entre as células unitárias, a quantidade e o arranjo das células no plano terra. São investigados os efeitos da estrutura de metamaterial nos parâmetros da antena, como coeficiente de reflexão, ganho, frequência de ressonância, largura de banda e diretividade. Foi projetada uma antena em 4,8 GHz e a célula CSRR foi projetada para dupla ressonância em 3,5 e 4,8 GHz. O motivo para inclusão da célula CSRR é, além de adicionar a ressonância em 3,5 GHz, melhorar a ressonância em 4,8 GHz. Os resultados simulados são verificados pelos resultados experimentais e comprovam que, ao incorporar as células CSRR no plano de terra, os parâmetros efetivos do meio são alterados e observa-se o surgimento de uma segunda frequência de ressonância em 3,5 GHz, e melhora o coeficiente de reflexão, largura de banda e diretividade na frequência principal 4,8 GHz.

4.2 Topologia das CSRR

O processo de fabricação do metamaterial tem vários parâmetros independentes como: as propriedades do substrato, o tamanho e a forma das células unitárias, assim como a disposição e o alinhamento dessas células unitárias. Esses parâmetros criam um meio de propagação com recursos eletromagnéticos específicos. Portanto, a geometria e o arranjo das células unitárias fornecem uma variedade de possibilidades para manipular ondas eletromagnéticas devido à capacidade de criar estruturas que apresentam valores negativos de permissividade elétrica (ϵ), permeabilidade magnética (μ) e índice de refração (n).

Os tipos de células que permitem uma obtenção de uma estrutura de metamaterial são variadas, porém existem modelos mais clássicos como os ressoadores *Split-Ring* (*Split-Ring Resonator* - SRR) quadrado [49] e circular [50]. Neste trabalho adotou-se o uso de um SRR complementar, que é designado como CSRR (*Complementary Split-Ring Resonator*) do tipo circular, para obter uma simetria entre as células e o *patch* circular da antena proposta.

Para investigar os efeitos do metamaterial, o projeto da célula CSRR foi baseado na formulação apresentada em [50]. A topologia da célula está apresentada na Figura 4.1 (a) e seu circuito equivalente na Figura 4.1 (b), onde L_1 e L_2 representam a indutância das linhas, e como a célula é complementar C_1 e C_2 estão relacionados com a capacitância gerada pelos anéis externo e interno. Foi elaborada uma rotina para obter a dupla ressonância desejada da CSRR e foram obtidas as seguintes dimensões: $g = 1$ mm, $c = 1$ mm, $d = 1$ mm, $r_1 = 6,5$ mm e $r_2 = 4,5$ mm. Esta célula unitária foi escolhida pelo *design* simples para obter ϵ negativo.

A Figura 4.2 mostra o resultado simulado dos parâmetros [S] da CSRR, extraído por meio de simulação no *software* HFSS. É possível ver que existe ressonância nas frequências de projeto desejadas. É possível observar que o resultado do coeficiente de reflexão é melhor na frequência de 3,5 GHz comparado a frequência de 4,8 GHz. Isso ocorre devido ao fato de o valor real de ϵ_r ser mais negativo para frequência de 3,5 GHz do que para frequência de 4,8 GHz.

A partir dos resultados obtidos do coeficiente de reflexão e do coeficiente de transmissão, foi possível calcular os parâmetros do metamaterial e obter as curvas de permissividade elétrica (ϵ) e permeabilidade magnética (μ) da célula demonstrados na Figura 4.3, utilizando o método proposto em [51]. Podemos observar que o comportamento da curva da permissividade e da permeabilidade é negativo na faixa de frequência desejada.

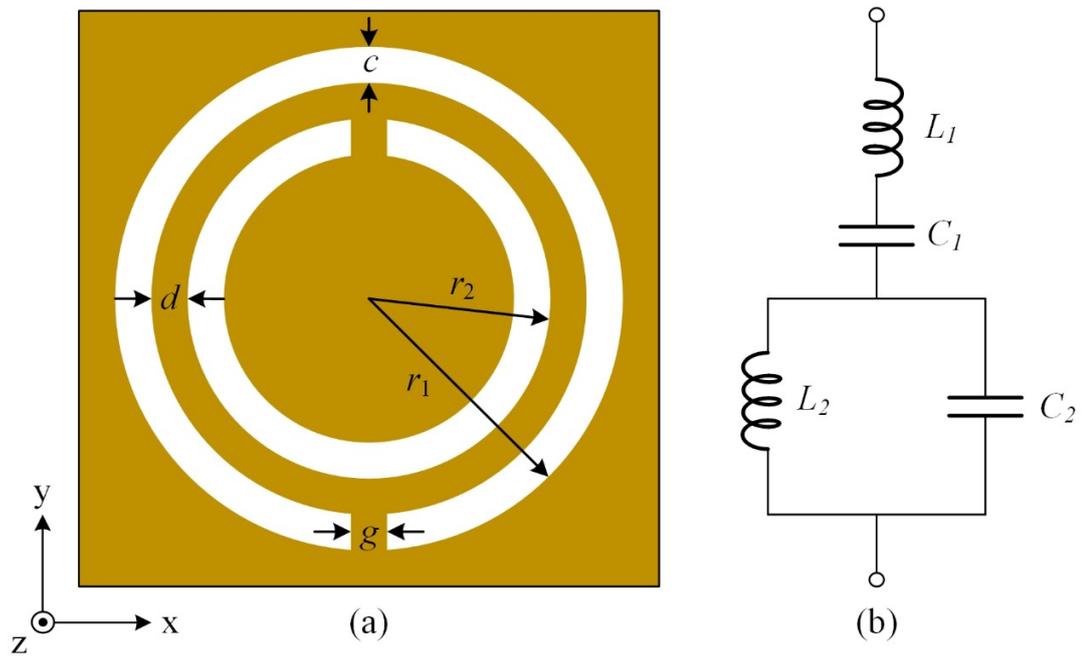


Figura 4.1: (a) Topologia da célula CSRR e (b) seu circuito equivalente

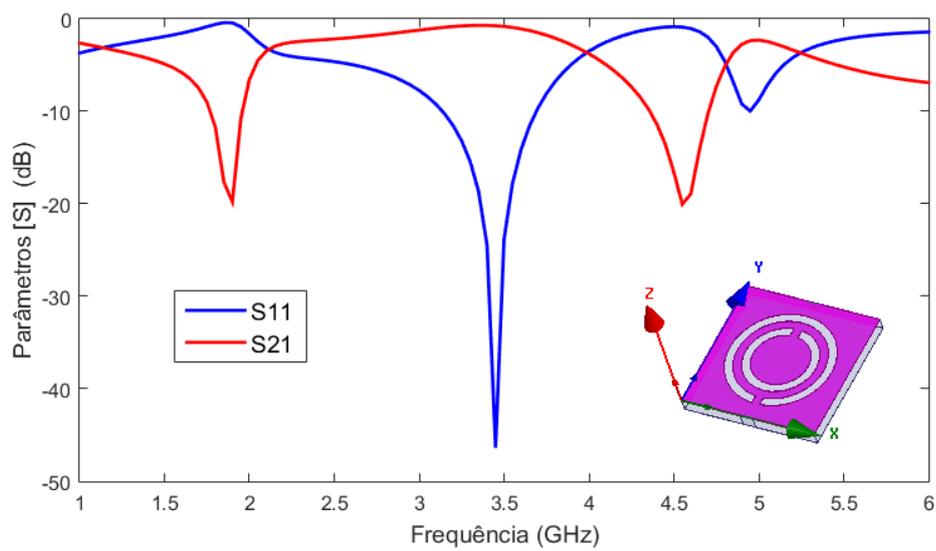


Figura 4.2: Parâmetros [S] da célula CSRR.

A Tabela 4.1 resume os valores de ε e μ obtidos.

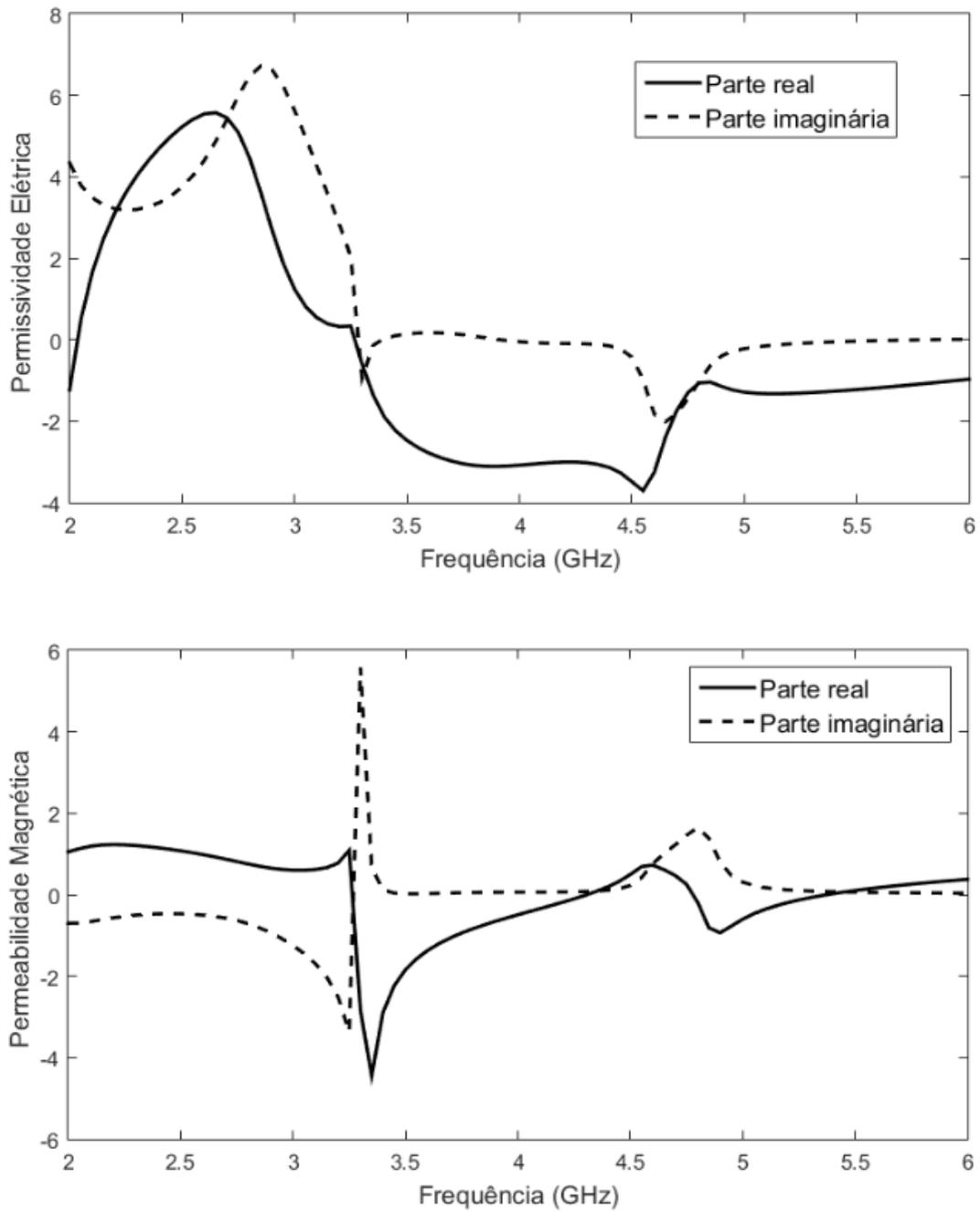


Figura 4.3: Resultados da permissividade elétrica (ε) e permeabilidade magnética (μ) da célula CSRR

Tabela 4.1: Resultados simulados da permissividade elétrica (ϵ) e permeabilidade magnética (μ) da célula CSRR

	$f_1 = 3,5$ GHz	$f_2 = 4,8$ GHz
ϵ	$-2,47 + j 0,16$	$-1,06 - j 1,02$
μ	$-1,84 + j 0,02$	$-0,18 + j 1,64$

4.3 Antena Microstrip de Patch Circular com CSRR

Para investigar os efeitos do metamaterial, foi escolhida uma antena *microstrip patch* circular convencional como antena de referência. O HFSS *Design Kit* foi usado para obter a antena de *patch* circular na frequência de 4,8 GHz utilizando o FR-4 como substrato, com $\epsilon_r = 4,4$ e tangente de perdas de 0,02. A antena possui as seguintes dimensões: $d_1 = 45,8$ mm, $d_2 = 33,5$ mm, $w = 3$ mm, $w_2 = 0,75$ mm, $l = 5$ mm e $r = 9$ mm, como mostra a Figura 4.4. Este modelo de antena foi escolhido por ter uma topologia simples e com o diagrama de irradiação uniforme, assim o efeito do metamaterial pode ser melhor avaliado.

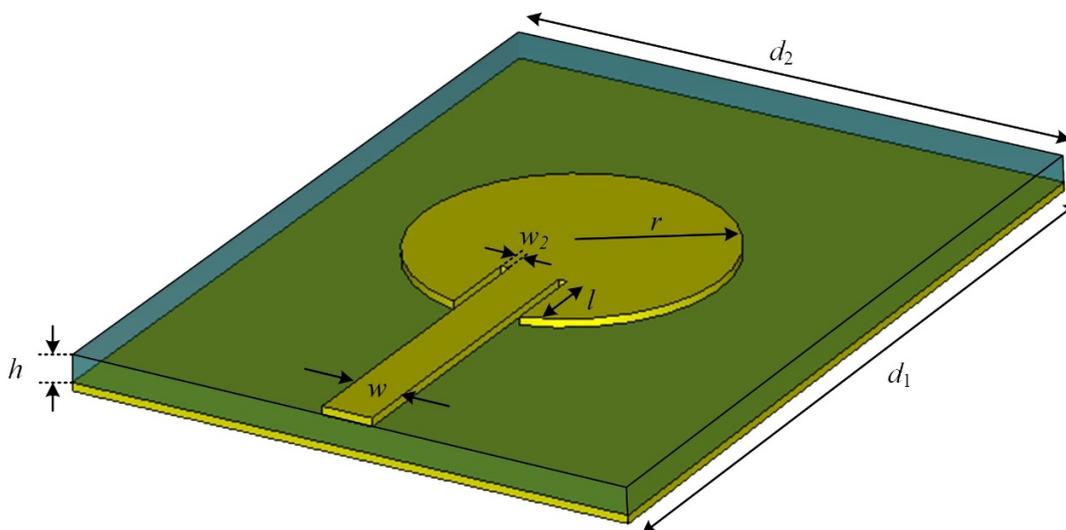


Figura 4.4: Modelo da antena *microstrip* de *patch* circular em 4,8 GHz.

Vários arranjos de células no plano terra foram testados em simulação, variando a quantidade de células, dimensão e distância entre elas. Os melhores resultados ocorreram para células orientadas horizontalmente atrás do elemento radiante da antena e o *gap* alinhado com a direção de propagação do campo eletromagnético no substrato na direção y (P_y) conforme Figura 4.5.

Foi observado que para valores do *gap* $g < 1$ mm, a antena opera somente em 4,8

GHz, no entanto, para $g \geq 1$ mm a segunda ressonância em 3,5 GHz é adicionada. Para $g \geq 1$ mm a diferença entre L_2 e C_2 do anel externo e interno muda, adicionando uma segunda ressonância, devido ao efeito de acoplamento entre eles. Assim, é criado um novo efeito de ressonância que dobra a indutância total, adicionando uma segunda frequência aproximadamente menor por um fator de $1/\sqrt{2}$ como mostram as Equações (4.1) e (4.2).

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}} = 4,8GHz \quad (4.1)$$

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{2L_2C_2}} = \frac{f_0}{\sqrt{2}} \approx 3,5GHz \quad (4.2)$$

Uma vez determinadas as dimensões da célula CSRR para obter uma segunda ressonância, os efeitos do metamaterial na antena foram observados variando o número de células $N = 2, 3$ e 4 no plano terra. O período é o espaçamento entre o centro das células CSRR: período vertical (p_v) e período horizontal (p_h). A Figura 4.5 mostra as antenas propostas, com os valores período vertical $p_v = 15$ mm e período horizontal $p_h = 17$ mm, respectivamente.

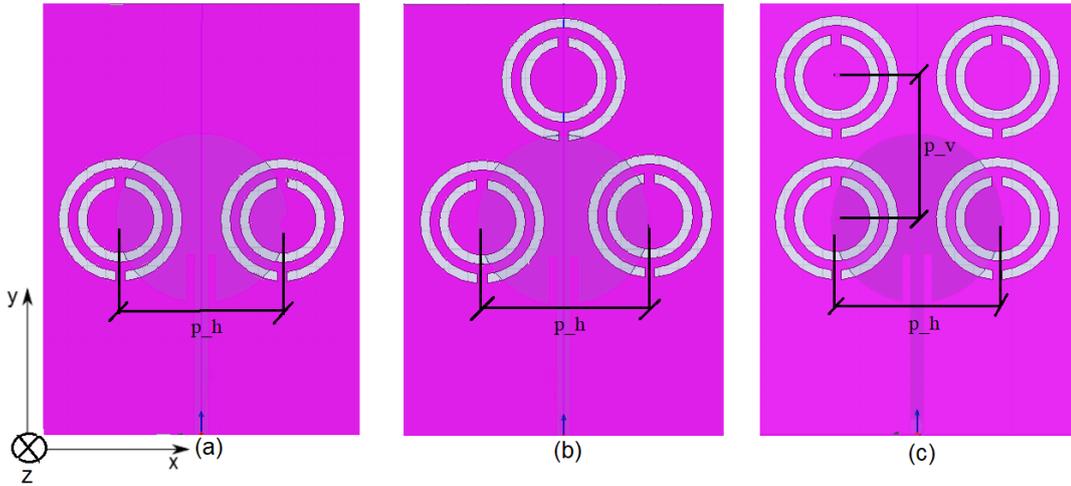


Figura 4.5: Modelo da antena com CSRR no plano terra com (a) $N = 2$, (b) $N = 3$ e (c) $N = 4$.

A Fig. 4.6 mostra as antenas fabricadas na prototipadora LPKF *Circuit Pro* [52], utilizando o substrato FR-4 com $\epsilon_r = 4,4$, tangente de perda de 0,02 e espessura $h = 1,575$ mm.

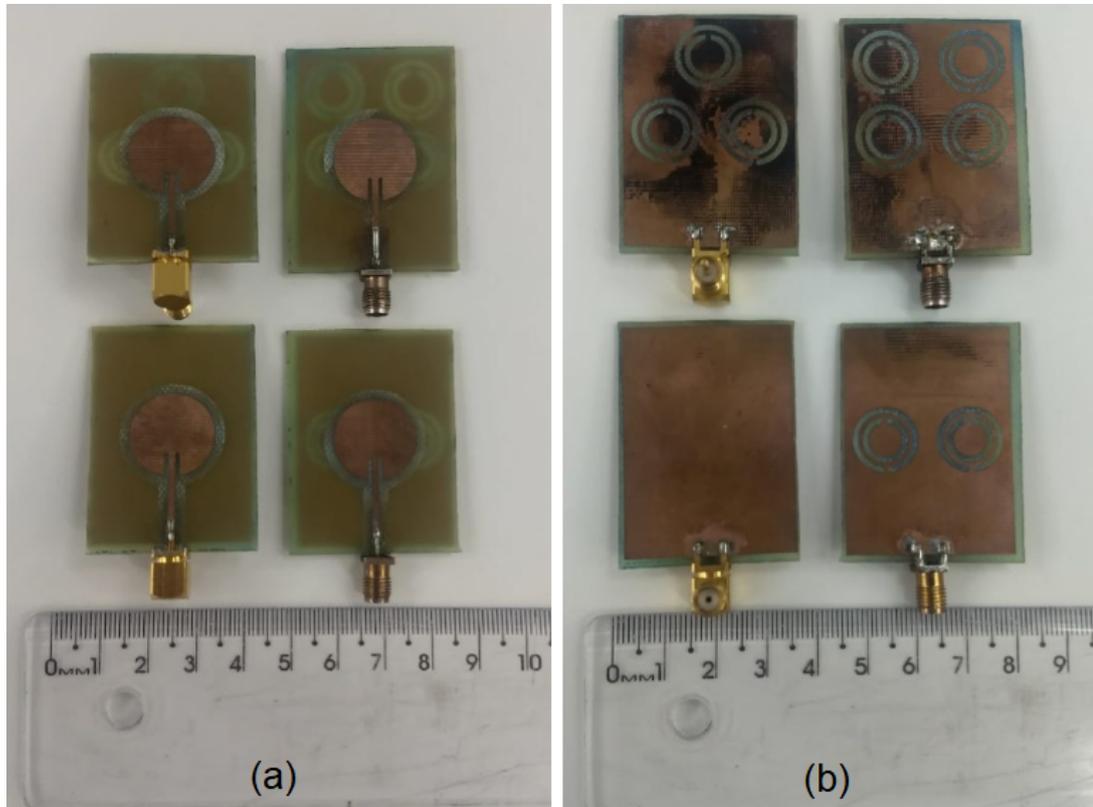


Figura 4.6: Protótipos das antenas: antena de referência e antenas com plano de terra carregado CSRR com $N = 2, 3$ e 4 elementos. (a) Vistas do *patch* circular e (b) vista do plano terra.

4.4 Resultados Simulados e Experimentais dos Modelos de Antena com CSRR para $N = 2, 3$ e 4

4.4.1 Coeficiente de Reflexão e Largura de Banda

Os resultados do coeficiente de reflexão da antena de referência sem metamaterial e das antenas com diferentes configurações de células CSRR ($N = 2, 3$ e 4) foram obtidos através de simulações realizadas no *software Ansoft HFSS* com o Método dos Elementos Finitos em um modelo eletromagnético tridimensional, e experimentalmente, através do Analisador de Rede Vetorial da *Le Croy*, modelo SPARQ-4002M.

A Figura 4.7 mostra a comparação entre os resultados do coeficiente de reflexão simulados e experimentais para a antena de referência e cada antena proposta carregada com células CSRR. Os resultados obtidos experimentalmente estão de acordo com os resultados simulados. Uma ligeira mudança de frequência é observada em torno das duas ressonâncias devido à diferença entre as características do substrato FR-4 usado na simulação e aquele usado para fabricar os protótipos.

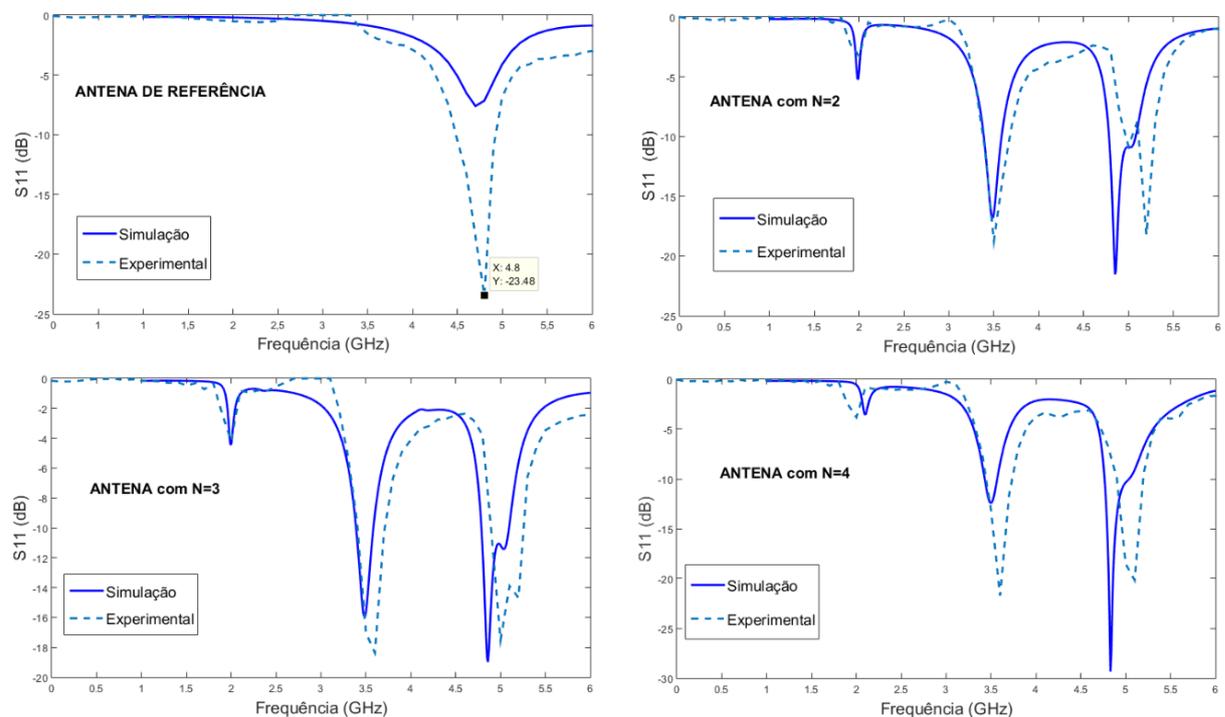
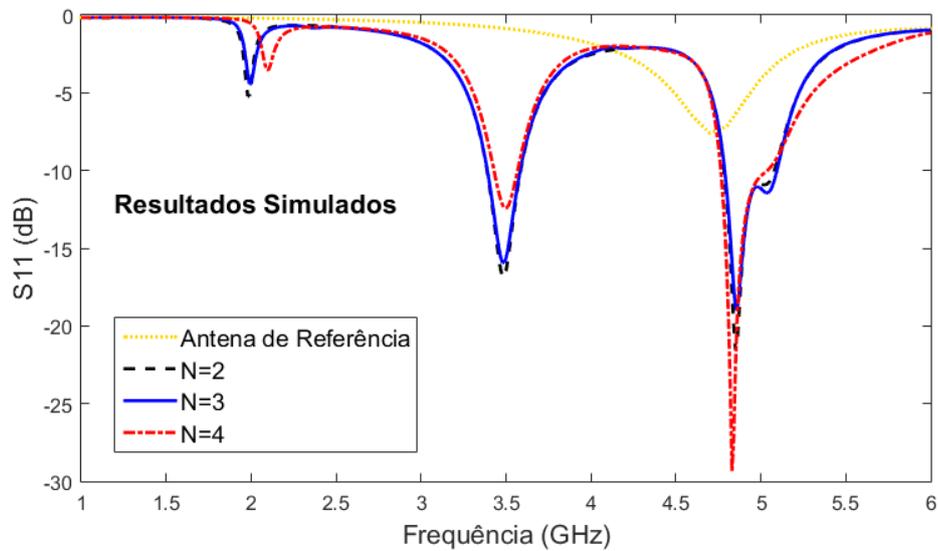
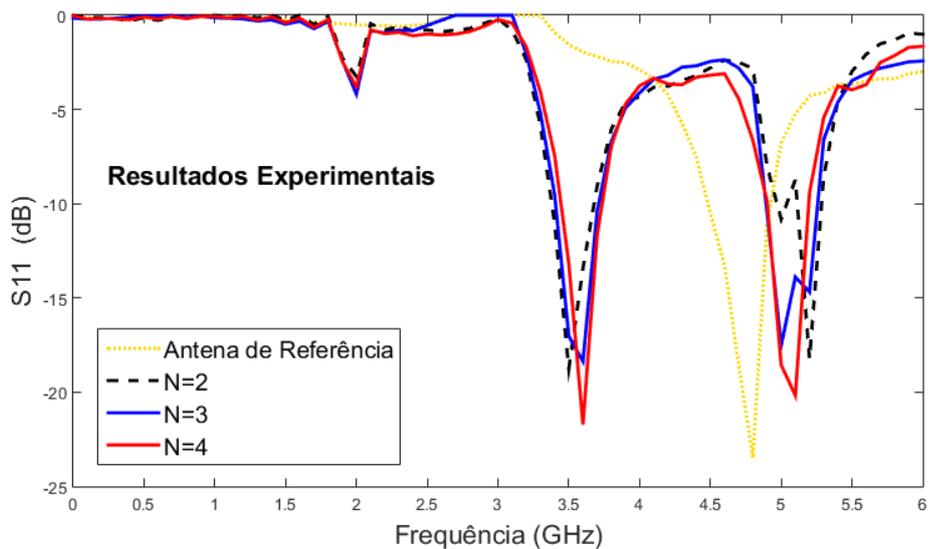


Figura 4.7: Comparação entre o parâmetro S_{11} simulado e experimental para a antena de referência e cada antena proposta.

O resultado simulado do coeficiente de reflexão da antena de referência e de cada antena proposta variando N é mostrado na Figura 4.8 e a Figura 4.9 mostra o resultado

experimental do coeficiente de reflexão. Observando os resultados experimentais (Figura 4.9) para $N = 2$, em torno de 5 GHz, há um efeito de divisão da frequência de ressonância prejudicando o comportamento da antena na segunda frequência de ressonância. Para $N = 4$ há uma ligeira mudança de frequência em torno da primeira e segunda frequência de ressonância. Para $N = 3$ o coeficiente de reflexão e a largura de banda são mais equilibradas.

Figura 4.8: Resultados simulados do parâmetro S_{11} Figura 4.9: Resultados experimentais do parâmetro S_{11}

4.4.1.1 Análise do Coeficiente de Reflexão Variando o Período entre as Células

As antenas com $N = 2$ e $N = 3$ foram escolhidas por terem os melhores resultados, conforme a Figura 4.10, para uma análise mais detalhada variando o período entre as células. O período entre as células CSRR consiste na distância entre o centro das células, como ilustra a Figura 4.5. Foi observado como o período horizontal (p_h) influencia no comportamento da antena. Devido às limitações físicas da antena o período vertical foi mantido em $p_v = 15$ mm. O período horizontal varia para $p_h = 16,2, 16,6, 17$ e $17,4$ mm. A Figura 4.10 mostra uma comparação entre o coeficiente de reflexão experimental das antenas carregadas com dois elementos CSRR ($N = 2$) e a Figura 4.11, com três elementos CSRR ($N = 3$) com valores diferentes para p_h .

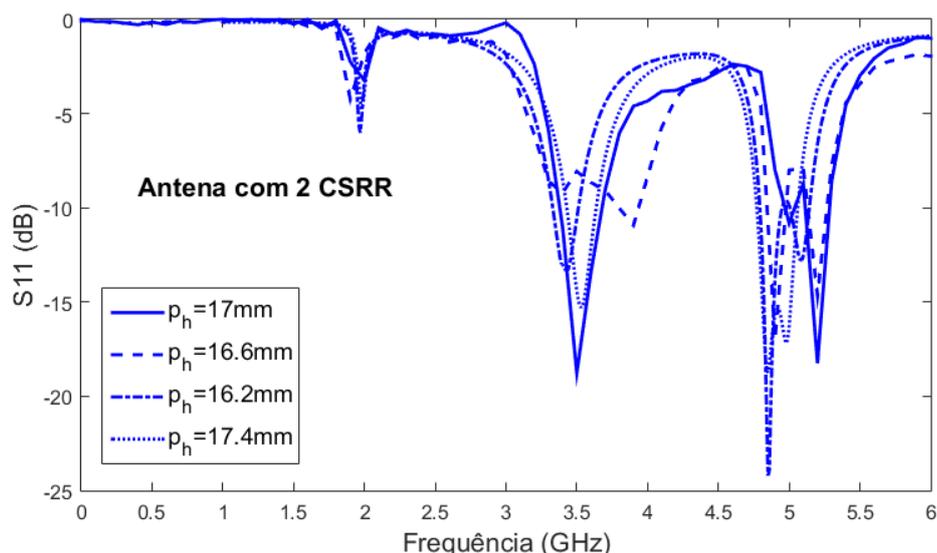


Figura 4.10: Resultados experimentais parâmetro S_{11} para $N = 2$ variando p_h

Para o período horizontal $p_h < 17$ mm, o comportamento da antena fica comprometido em ambas as frequências. A antena com $N = 2$ apresenta o coeficiente de reflexão ruim em ambas as frequências e com $N = 3$ também tem o coeficiente de reflexão ruim para a primeira ressonância em $3,5$ GHz e a segunda ressonância é deslocada para $5,3$ GHz. Para que a antena funcione adequadamente nas duas frequências, o período horizontal deve ser $p_h \geq 17$ mm.

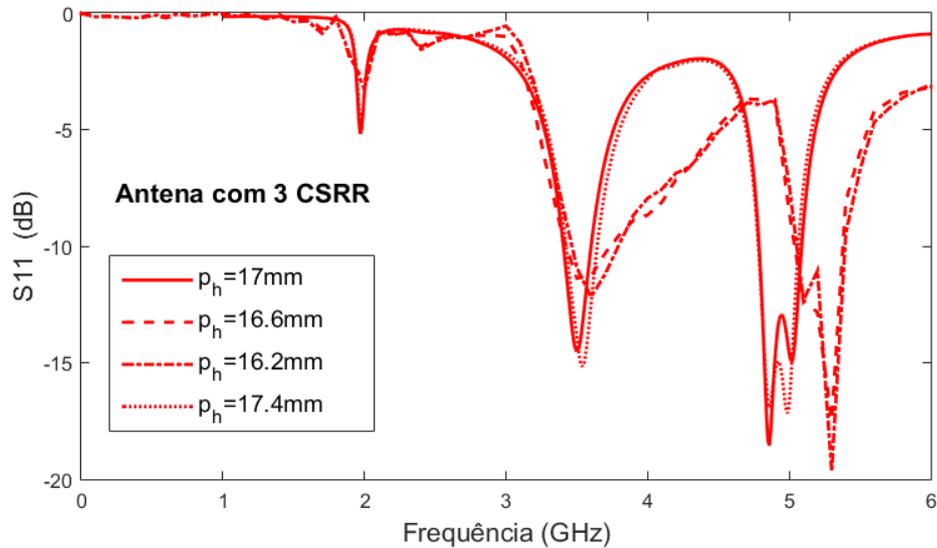


Figura 4.11: Resultados experimentais parâmetro S_{11} para $N = 3$ variando p_h

4.4.2 Diagrama de Irradiação, Ganho e HPBW

Também foram analisados, por meio de simulação, o diagrama de irradiação da antena de referência, cujas dimensões são mantidas conforme seção 4.2, e das antenas propostas com os valores de período vertical e horizontal definidos em $p_v = 15$ mm e $p_h = 17$ mm, respectivamente, seguindo as dimensões da célula já definidas na seção 4.1. As Figuras 4.12 e 4.13 mostram, respectivamente, os diagramas de irradiação das antenas da antena proposta com as células CSRR para as frequências de 3,5 e 4,8 GHz.

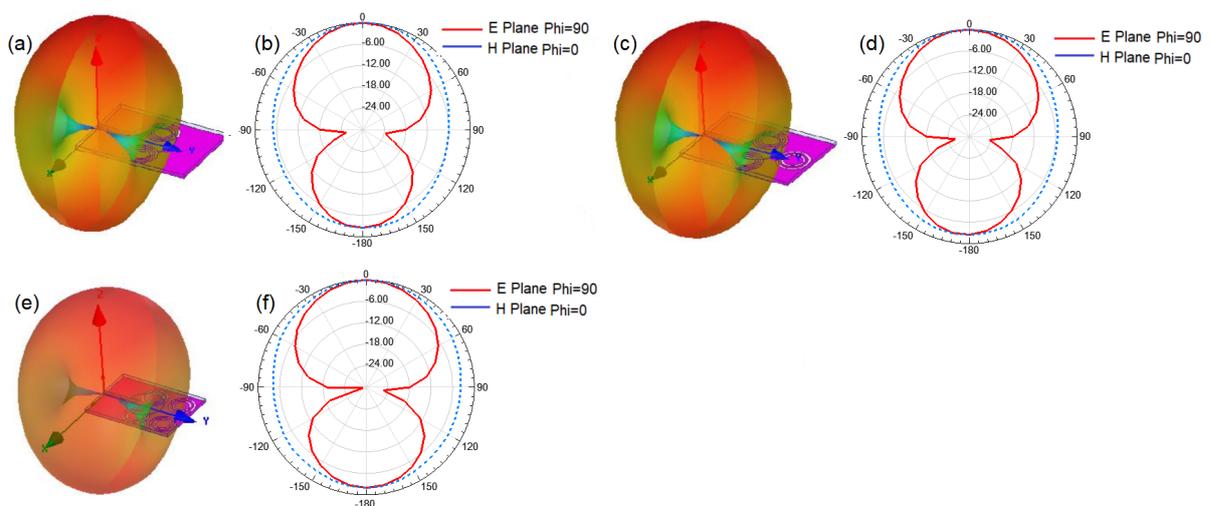


Figura 4.12: Diagrama de irradiação simulado para 3,5 GHz: (a), (c) e (e) diagrama de irradiação 3D das antenas com CSRR de $N = 2, 3$ e 4 elementos, respectivamente; (b), (d) e (f) Plano E e Plano H das antenas com CSRR de $N = 2, 3$ e 4 elementos, respectivamente

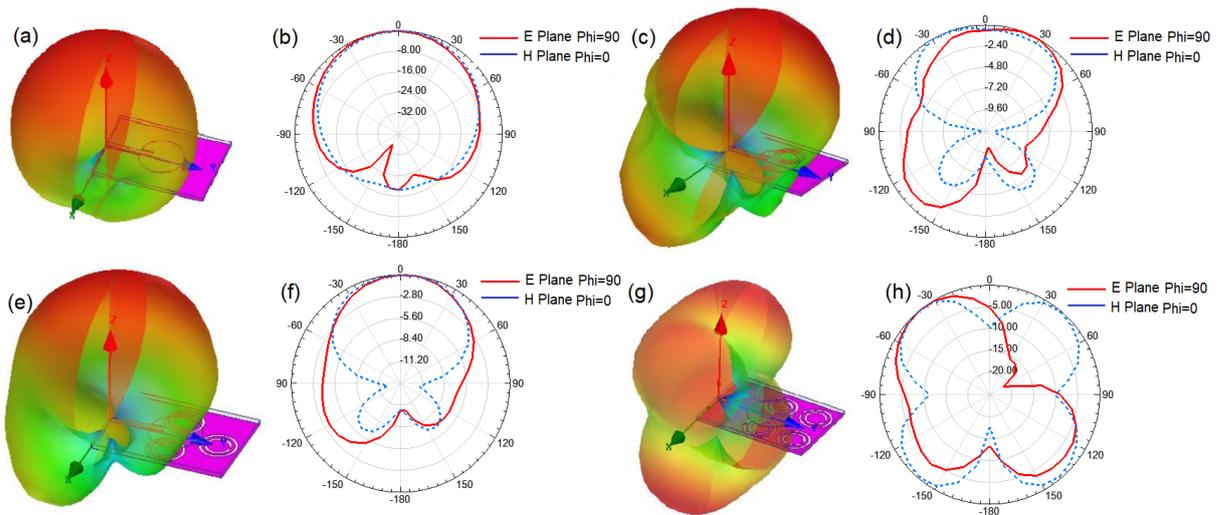


Figura 4.13: Diagrama de irradiação simulado para 4,8 GHz: (a), (c), (e) e (g) diagrama de irradiação 3D da antena de referência e das antenas com CSRR de $N = 2, 3$ e 4 elementos, respectivamente; (b), (d), (f) e (h) Plano E e Plano H da antena de referência e das antenas com CSRR de $N = 2, 3$ e 4 elementos, respectivamente

A Tabela 4.2 resume os resultados do ganho e do HPBW para 3,5 e 4,8 GHz. A antena com metamaterial apresenta um diagrama mais diretivo em relação a antena de referência, sendo uma característica desejável para uma antena com aplicação na comunicação 5G.

Tabela 4.2: Resultados simulados do Ganho e do HPBW

Antenas	Ganho (dB)	HPBW	Ganho (dB)	HPBW
	3,5 GHz	3,5 GHz	4,8 GHz	4,8 GHz
Antena Referência	-	-	3,5	120°
N=2	3,6	70°	3,4	110°
N=3	3,4	70°	3,4	100°
N=4	2,9	70°	3,4	-

4.5 Análise dos Resultados Simulados e Experimentais

Os resultados experimentais do coeficiente de reflexão da antena de referência sem metamaterial e das antenas com diferentes configurações de células CSRR estão de acordo com os resultados simulados. A Tabela 4.3 resume esses resultados. A pequena diferença entre os resultados simulados e experimentais se deve ao fato de que na simulação tridimensional os conectores não foram considerados.

Tabela 4.3: Resultados simulados e experimentais do parâmetro S_{11} e a largura de banda

Antenas	S_{11} (dB) 3,5 GHz	$BW_{3,5}$(MHz) (-10dB)	S_{11} (dB) 4,8 GHz	$BW_{4,8}$(MHz) (-10dB)
Antena Referência Simulada	-	-	-7,6	-
Antena Referência Experimental	-	-	-23,4	400
N=2 Simulada	-16,8	200	-17,6	300
N=2 Experimental	-18,7	250	-18,2	300
N=3 Simulada	-16,0	200	-16,0	300
N=3 Experimental	-18,4	250	-17,5	350
N=4 Simulada	-12,4	130	-29,3	260
N=4 Experimental	-21,7	300	-20,7	200

Também foi observado como o período horizontal p_v influencia no coeficiente de reflexão da antena (Figuras 4.10 e 4.11). Portanto, para o comportamento desejável de banda dupla, o período horizontal deve satisfazer $p_h \geq 17$ mm, respeitando o limite de tamanho da antena, e o *gap* $g \geq 1$ mm.

A antena com metamaterial tem comportamento de banda dupla (3,5 e 4,8 GHz) devido à inserção de elementos CSRR no plano terra, mantendo a dimensão da antena de referência. Três configurações foram apresentadas, as antenas com 2 e 3 elementos CSRR apresentaram os melhores resultados

Capítulo 5

Conclusão

O trabalho de pesquisa desta dissertação visou investigar técnicas de projeto e otimização do desempenho de antenas de microfita. Foram escolhidas duas técnicas para um estudo aprofundado. A primeira foi a aplicação de superfícies seletivas em frequência como plano refletor e a segunda, a aplicação de metamateriais integrados no plano terra da antena. Ambas possibilitaram a otimização dos parâmetros de irradiação da antena. Para tal fim, foi realizado um estudo sobre as propriedades dessas estruturas.

Inicialmente, foi realizado um levantamento teórico de modo a compreender o desempenho das técnicas já existentes. Foram estudados os principais aspectos que influenciam o comportamento dessas estruturas. O estudo feito sobre as superfícies seletivas em frequência mostrou que as variações na geometria dos elementos, o período entre os elementos, o material dielétrico e o ângulo de incidência da onda são os principais aspectos que influenciam na resposta em frequência da estrutura. O estudo feito sobre os MTMs indicou que as estruturas com células especificamente projetadas podem ser utilizadas para criar um meio de propagação com características singulares. Aspectos das células como a geometria e o arranjo, assim como o substrato utilizado fornecem uma variedade de possibilidades para criar meios de propagação com recursos eletromagnéticos específicos. Adotou-se, nesse trabalho, o uso de um modelo clássico de célula designado como CSRR do tipo circular, de modo a obter simetria entre as células e o *patch* circular da antena. Foram investigados: a topologia da células, seu circuito equivalente e como suas dimensões influenciam na resposta em frequência da estrutura (antena e CSRR), com o intuito de obter um meio no qual ε e μ tenham valores negativos nas frequências de ressonância de interesse.

Na aplicação da primeira técnica estudada, este trabalho propôs o uso de uma superfície refletora com substrato de alta permissividade relativa (ε_r) carregado com FSS

acoplada a antenas de microfita, de modo a substituir o meio de ar entre a antena e a FSS. Foram avaliados os desempenhos das antenas utilizando substratos com as seguintes constantes dielétricas $\varepsilon_r = 70, 125$ e 140 . Para cada substrato foi calculada sua espessura, que é inversamente proporcional à raiz quadrada de sua respectiva constante dielétrica. Foram propostos dois modelos: MPA-PTT-SAP-FSS (*microstrip patch* antena com plano terra truncado e superfície de alta permissividade carregada com FSS) e MPA-GND-SAP-FSS (*microstrip patch* antena com plano terra inteiro e a superfície de alta permissividade carregada com FSS). Os resultados do coeficiente de reflexão do modelo MPA-PTT-SAP-FSS adicionou outras frequências de ressonância em 2,40 GHz, 6,90 GHz, 7,90 GHz e 8,50 GHz, cobrindo inteiramente a banda ISM, além das frequências da antena de referência em 3,5 GHz e 14 GHz. Na frequência de 14 GHz obteve-se um aumento na largura de banda de 4,20 GHz. O ganho do modelo MPA-PTT-SAP-FSS melhorou em relação à antena de referência na frequência de 3,6 GHz de 2,76 dB para 3,45 dB e na frequência de 14 GHz o ganho se manteve. Para o modelo MPA-GND-SAP-FSS na frequência 10,9 GHz o aumento da constante dielétrica do substrato está relacionado com o aumento do ganho e da diretividade, mantendo a eficiência constante. Por outro lado, para 9,2 GHz o aumento da constante dielétrica do substrato está relacionado com o aumento da diretividade, enquanto manteve o ganho e a eficiência constantes. O coeficiente de reflexão deste modelo aumentou em todos os substratos utilizados em relação à antena de referência. Utilizando o substrato MCT-125, o coeficiente de reflexão melhorou de -12 dB para -15 dB em 9,2 GHz e de -22 dB para -25 dB, na frequência de 10,9 GHz. A largura de banda obtida foi de 270 MHz em 9,2 GHz e 490 MHz em 10,9 GHz. Ainda neste modelo o ganho apresentou um aumento utilizando o substrato MCT-140 de 4 dB para 4,5 dB em 9,2 GHz e de 3,5 dB para 4,5 dB na frequência de 10,9 GHz. Conclui-se que o substrato de alta permissividade contribui na melhoria e na variação da diretividade e/ou da eficiência. Consequentemente, o ganho da antena também é melhorado já que este é diretamente proporcional à diretividade e à eficiência. Além disso, a inserção da superfície refletora no substrato de alta permissividade, substituindo o meio ar nos dois modelos estudados neste trabalho, reduziu consideravelmente o tamanho da estrutura em relação à estrutura original, na qual o plano refletor é afastado da antena pelo ar. A redução encontrada é da ordem de 91% para o modelo MPA-PTT-SAP-FSS e 77% para o modelo MPA-GND-SAP-FSS. É, portanto, uma novidade do uso de substratos de alta constante dielétrica para aplicação em antenas *microstrip* com FSS.

Na aplicação da segunda técnica estudada, este trabalho propôs uma antena de microfita com o plano terra carregado com células CSRR, que apresentou melhora no coeficiente

de reflexão, largura de banda e diretividade. A antena foi projetada para operar em 4,8 GHz e a célula foi projetada para dupla ressonância em 3,5 GHz e 4,8 GHz. Dessa forma, a inclusão das células CRSS modificou o desempenho da antena, que adquiriu um comportamento de banda-dupla nas frequências de 3,5 GHz e 4,8 GHz. Foram mantidas as dimensões da antena de referência, dimensionada para operar em 4,8 GHz. Foram apresentadas diferentes configurações para o arranjo das células no plano terra. Para obter o comportamento desejado de banda-dupla, o valor do *gap* da célula deve ser $g \geq 1$ mm e o período horizontal $p_h \geq 17$ mm. A antena com $N = 3$ células CSRR apresentou os melhores resultados. Em ambas as frequências o ganho foi de 3,4 dB e a largura de banda de 250 MHz (3.45 – 3.70 GHz) e de 350 MHz (4.90 – 5.25 GHz). Os protótipos foram fabricados nas dependências da Faculdade de Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense na prototipadora LPKF no Laboratório de Antenas e Propagação e foram caracterizados experimentalmente no Analisador de Rede Vetorial da *Le Croy* no Centro de Estudos de Telecomunicações no Laboratório de Micro-ondas e Optoeletrônica nas dependências da Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro. Conclui-se que o dimensionamento adequado das células CSRR para as frequências de interesse (3,5 GHz e 4,8 GHz) influenciaram no comportamento da antena de microfita, melhorando a frequência principal de 4,8 GHz e adicionando a ressonância em 3,5 GHz.

Como proposta de trabalhos futuros, sugere-se otimizar as dimensões das células das FSS utilizadas nos modelos MPA-PTT-SAP-FSS e MPA-GND-SAP-FSS para melhorar os resultados obtidos apresentados no Capítulo 3 e fazer uma análise de diretividade e eficiência do modelo MPA-PTT-SAP-FSS. Para o modelo de antena com metamaterial apresentada no Capítulo 4, pretende-se medir, experimentalmente, o diagrama de irradiação dos protótipos fabricados utilizando a técnica desenvolvida em [53].

PUBLICAÇÃO RESULTANTE DESTE TRABALHO

C. M. S. C. Amaral, V. P. R. Magri e M. W. B. da Silva, "Superfície refletora de alta permissividade baseado em FSS aplicado à antenas microstrip de 2,4 GHz a 14 GHz", *19^o SBMO – Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 14^o CBMag – Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, Niterói, Brasil, Novembro 2020.

Referências

- [1] MIYOSHI, E.; SANCHES, C. *Projetos de sistemas rádio*. Brasil: Livros Érica, 2002.
- [2] BALANIS A, C. *Teoria de Antenas: Análise e síntese - vol. 1 - 3^a edição*. Brasil: LTC, 2006.
- [3] CAMPOS, A. L. P. de S. *Superfícies Seletivas em Frequência: Análise e projeto*. Brasil: IFRN Editora, 2008.
- [4] COSTA, F. *Analysis and Modeling of High-Impedance Surfaces: for the design of electromagnetic absorbers and antennas*. EUA: Lambert Academic Publishing, 2010.
- [5] FILHO ALMEIDA, V.; CAMPOS LUIZ, A. Performance Optimization of Microstrip Antenna Array Using Frequency Selective. *Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, v. 13, n. 1, 2014.
- [6] FERNANDE, E.; SILVA, M. da; BRIGGS, L.; A, C.; ARAUJO, H. de; CASELLA, I.; CAPOVILLA, C.; MAGRI, V.; MATOS, L. de. 2.4–5.8 GHz dual-band patch antenna with FSS reflector for radiation parameters enhancement. *International Journal of Electronics and Communications (AEU)*, v. 108, p. 235–241, 2019.
- [7] VARAMINI, G.; NASER-MOGHADASI, M.; KESHTKAR, A. Compact and miniaturized microstrip antenna based on fractal and metamaterial loads with reconfigurable qualification. *International Journal of Electronics and Communications (AEU)*, v. 83, p. 213–221, 2018.
- [8] CHEN Y, H.; TAO, Y. Performance Improvement of a U-Slot Patch Antenna Using a Dual-Band Frequency Selective Surface With Modified Jerusalem Cross Elements. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 59, n. 9, p. 3482–3486, 2011.
- [9] KHAN, J.; SEHRAI A, D.; AHMAD, S. Design and Performance Comparison of Metamaterial Based Antenna for 4G/5G Mobile Devices. *Engineering and Technology International Journal of Electronics and Communication Engineering*, v. 12, n. 6, p. 382–387, 2018.
- [10] LUCENA, F.; SILVA, C.; PEDROSA, T.; MELO, M. de. Gain Enhancement of Dual-Band Antenna Using Square Loop FSS. *IEEE*, p. 2169–2670, 2017.
- [11] SMITH D, R.; PENDRY J, B.; WILTSHIRE, M. Metamaterials and negative refractive index. *Science*, v. 305, p. 788–792, 2004.
- [12] SMITH D, R.; KROLL, N. Negative Refractive Index in Left-Handed Materials. *Physical Review Letters*, v. 85, n. 14, p. 2933–2936, 2000.

- [13] PENDRY B, J. Negative refraction makes a perfect lens. *Physical Review Letters*, v. 85, n. 18, p. 3966–3969, 2000.
- [14] TUNG, P.; LAM, P.; N, H. A miniaturization of microstrip antenna using negative permittivity metamaterial based on CSRR-loaded ground for WLAN applications. *Journal of Science and Technology*, v. 54, p. 689–697, 2016.
- [15] LUNA, D.; NETO, V.; VASCONCELOS, C.; ASSUNCAO, A. Microstrip patch antennas with metamaterial inspired substrates and superstrates. *IEEE*, v. 28, 2013.
- [16] LEE, Y.; HAO, Y. Characterization of microstrip patch antennas on metamaterial substrates loaded with complementary split ring resonators. *Microwave and Optical Technology Letters*, v. 50, n. 8, 2008.
- [17] LIMA M, A.; CUNHA HENRIQUE, N.; SILVA, J. da. Effect of Metamaterial Cells Array on a Microstrip Patch Antenna Design. *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, v. 19, n. 3, 2020.
- [18] DIAS P, J.; MOREIRA, F.; RAMOS, G. Compact microstrip uhf rfid tag antenna on metamaterial loaded with complementary split ring resonators. In: *International Microwave and Optoelectronics Conference - IMOC*. [S.l.: s.n.], 2017.
- [19] MITRIONE, J. *Efeitos do Uso de Substrato de Alta Permissividade Dielétrica em Diversos Tipos de Antenas de Micro-ondas*. Tese (Doutorado) — Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Elétrica, Rio de Janeiro, 2014.
- [20] BOSE, C. On the rotation of plane of polarization of electric waves by a twisted structure. *Proc. Roy. Soc*, v. 63, p. 146–152, 1898.
- [21] KOCK W, E. Metallic delay lenses. *Bell Sys. Tech. Journal*, v. 27, p. 58–82, 1948.
- [22] SILVA, A. M. P. A. da. *Tecnologia de estruturas EBG - Electromagnetic Band-Gap - aplicada a antenas para comunicações móveis*. Dissertação (Mestrado) — UNICAMP, São Paulo, Brasil, 2004.
- [23] ENGHETA, N.; ZIOLKOWSKI, R. *Metamaterials: Physics and engineering explorations*. EUA: IEEE Press, 2006.
- [24] RAHMAT-SAMII, Y.; MOSALLAEI, H. Electromagnetic band-gap structures: Classification characterization and applications. *Proc. Inst. Elect. Eng.-ICAP Symp.*, p. 560–564, 2001.
- [25] RUSSELL P, S. J. Photonic band gaps. *Physics World*, v. 5, p. 37–42, 1992.
- [26] MEADE R, D.; BROMES K, D.; RAPPE A, M.; JOANNOPOULOS J, D. Existence of a photonic band gap in two dimensions. *Applied Physics Letters*, v. 61, n. 41, p. 495–497, 1992.
- [27] YABLONOVITCH, E. Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and electronics. *Physical Review Letters*, v. 20, n. 58, p. 2059–2062, 1987.

- [28] MCINTOSH K, A.; MCMAHON O, B.; VERGHESE, S. Three-dimension metallo-dielectric photonic crystals incorporating flat metal elements. *Microwave and Optical Technology Letters*, v. 17, p. 153–156, 1998.
- [29] BROWN E, R.; MCMAHON O, B. Large electromagnetic stop bands in metallodielectric photonic crystals. *Applied Physics Letters*, v. 67, p. 2138, 1995.
- [30] CAPOLINO, F. *Theory and Phenomena in Metamaterials*. EUA: CRC Press, 2009.
- [31] MAURICIO W, B. S. *Superfícies Seletivas em Frequências - FSS: Concepção e Projeto de Absorvedores Planares de Micro-ondas para Aplicação em WLAN, WiMAX e Radar*. Tese (Doutorado) — Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, DECOM-FEEC-UNICAMP, Campinas, 2014.
- [32] COELHO, C. A. T. *Aplicação de Absorvedor Eletromagnético Planar baseado em Superfície de Alta Impedância em Projeto de Antena de Banda Dupla para as Faixas ISM*. Dissertação (Mestrado) — UFF, Niterói, Brasil, 2021.
- [33] SIEVENPIPER, D. F. *High-Impedance Electromagnetic Surfaces*. Tese (Doutorado) — University of California, Los Angeles, 1999.
- [34] MITTRA, R.; CHAN C, H.; CWIK, T. Techniques for analysing frequency selective surfaces - a review. *IEEE Proceedings*, v. 76, p. 1593–1615, 1988.
- [35] MARCUVITZ, N. *Waveguide Handbook*. EUA: McGraw-Hill, 1951.
- [36] MUNK A, B. *Frequency-selective surfaces: Theory and design*. EUA: John Wiley Sons, 2000.
- [37] KORNBAU T, W. *Analysis of Periodic Arrays of Rotated Linear Dipoles, Rotated Crossed Dipoles, and of Biplanar Dipole Arrays in Dielectric*. Tese (Doutorado) — Dept. of Electrical Eng., Columbus University, Ohio, 1984.
- [38] CALLAGHAN, E.; LANGLEY, R. Influence of supporting dielectric layers on the transmission properties of frequency selective surfaces. *Progress In Electromagnetics Research Symposium*, v. 38, n. 5, p. 448–454, 1991.
- [39] HAMDY, A.; PARKER, E. Current distribution on the elements of a square loop frequency selective surface. *Progress In Electromagnetics Research Symposium*, v. 18, n. 14, p. 624–626, 1982.
- [40] SMITH, D.; PENDRY, J. Homogenization of metamaterials by field averaging. *Optical Society of America*, v. 23, n. 3, p. 391–403, 2006.
- [41] AMARAL, C. M. S. C. *Lentes de campo próximo baseadas em metamaterial para antenas RFID*. 2017. Monografia (Bacharel em Engenharia Elétrica), PUC-Rio, Rio de Janeiro, Brasil.
- [42] VESELAGO G, V. The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of permittivity and permeability. *Soviet physics uspekhi*, v. 10, n. 4, p. 509–514, 1968.

- [43] MARQUES, R.; MARTIN, F.; SOROLLA, M. *Metamaterials with negative parameters: Theory, design, and microwave applications*. EUA: John Wiley Sons, 2011.
- [44] ARAUJO, J. B. O. de. *An Ultrawideband Metamaterial Absorber and a Parameter Retrieval Method*. Dissertação (Mestrado) — Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brasil, 2019.
- [45] AMARAL C, M. S. C.; MAGRI V, P. R.; SILVA M, W. B. da. Superfície refletora de alta permissividade baseado em FSS aplicado à antenas microstrip de 2,4 GHz a 14 GHz. *19^o SBMO – Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 14^o CBMag – Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, 2020.
- [46] COLLIN E, R. *Foundations of Microwave Engineering*: 2nd ed. EUA: IEEE Press, 1992.
- [47] ANSYS ELETRONICS HFSS. *Software de simulação eletromagnética 3D*. Acesso em 26 março 2021. Disponível em: <<https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>>.
- [48] SKYWORKS INC. *Datasheet dos substratos*. Acesso em 10 dez. 2020. Disponível em: <<https://www.skyworksinc.com/-/media/SkyWorks/Documents/Products/2601-2700/BasicDielectricMaterials203830E.pdf>>.
- [49] PHILIPPE GAY, B.; OLIVIER, M. Electromagnetic resonances in individual and coupled split-ring resonators. *Journal of Applied Physics*, v. 92, n. 5, p. 2929–2936, 2002.
- [50] CHINMOY, S.; JAWAD, S. Theoretical Model for Estimation of Resonance Frequency of Rotational Circular Split-Ring Resonators. *Electromagnetics*, v. 32, p. 345–355, 2012.
- [51] MCINTOSH K, A.; MCMAHON O, B.; VERGHESE, S. About Two Approaches to Automation of a Process of Calculating Metamaterial Parameters According to the Scattering-parameter Extraction Method Using Modern Full-wave Simulators. *Progress In Electromagnetics Research Symposium*, p. 3763–3767, 2017.
- [52] LPKF LASER ELECTRONICS INC. *Prototipadora*. Acesso em 26 março 2021. Disponível em: <<https://www.lpkf.com/en/industries-technologies/research-in-house-pcb-prototyping/produkte/lpkf-protomat>>.
- [53] MOTA, V. L. G. *Desenvolvimento de protótipo de baixo custo para medição de antenas miniaturizadas aplicadas ao RFID e 5G*. Dissertação (Mestrado) — UFF, Niterói, Brasil, 2019.