UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE

ESCOLA DE ENGENHARIA MESTRADO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES

ELIDIANE MIRELLA FARIAS FERNANDES

APLICAÇÃO DE SUPERFÍCIE SELETIVA EM FREQUÊNCIA PARA MELHORIA DE DESEMPENHO DE SISTEMAS DE ANTENAS TIPO BANDA DUPLA

NITERÓI 2016

ELIDIANE MIRELLA FARIAS FERNANDES

APLICAÇÃO DE SUPERFÍCIE SELETIVA EM FREQUÊNCIA PARA MELHORIA DE DESEMPENHO DE SISTEMAS DE ANTENAS TIPO BANDA DUPLA

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito para obtenção do Grau de Mestre. Área de Concentração: Sistemas de Telecomunicações.

Orientadora: Leni Joaquim de Matos

Coorientador: Maurício Weber Benjó da Silva

Ficha Catalográfica elaborada pela Biblioteca da Escola de Engenharia e Instituto de Computação da UFF

F363 Fernandes, Elidiane Mirella Farias

Aplicação de superfície seletiva em frequência para melhoria de desempenho de sistemas de antenas tipo banda dupla / Elidiane Mirella Farias Fernandes. — Niterói, RJ: [s.n.], 2016. 116 f.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações) - Universidade Federal Fluminense, 2016.

Orientadores: Leni Joaquim de Matos, Maurício Weber Benjó da Silva.

1. Antena (Eletrônica). 2. Superfície seletiva em frequência. 3. Sistema de comunicação móvel. I. Título.

CDD 621.384135

ELIDIANE MIRELLA FARIAS FERNANDES

APLICAÇÃO DE SUPERFÍCIE SELETIVA EM FREQUÊNCIA PARA MELHORIA DE DESEMPENHO DE SISTEMAS DE ANTENAS TIPO BANDA DUPLA

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito para obtenção do Grau de Mestre. Área de Concentração: Sistemas de Telecomunicações.

Aprovado em <u>01</u> de <u>agosto</u> de <u>2016</u>.

BANCA EXAMINADORA
Spilato
Prof. Dra. Leni Joaquim de Matos – Orientadora
Universidade Federal Fluminense – UFF
liming Dec
Prof. Dr. Maurício Weber Benjó da Silva – Coorientador
Universidade Federal Fluminense – UFF
Hell & Dice
Prof. Dr. Andrés Pable López Barbero
/ Universidade Federal Fluminense - UFF
1 magazata da
Prof Dra. Vanessa Przybylski Ribeiro Magri
Øniversidade Federal Fluminense – UFF
Janero may 19
Prof. Dr. Gláucio Lima Siqueira
Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro - PUC-Rio

Aos meus pais Elivan e Márcia e ao meu marido Marcelo, com todo amor e gratidão.

Agradecimentos

Agradeço, primeiramente, a Deus por todas as bênçãos derramadas em minha vida, por me dar saúde e força para seguir em frente e por sempre iluminar meus caminhos. Agradeço, também, à Nossa Senhora por sua intercessão e por nunca me desamparar.

Aos meus pais Elivan e Márcia que sempre me incentivaram e me ajudaram a vencer todos os obstáculos ao longo da minha vida. Muito obrigada pelo imenso amor, dedicação e apoio para me tornar o que sou hoje.

Ao meu marido Marcelo pelo seu amor incondicional, pela sua compreensão, incentivo, por me apoiar em todos os momentos e por me ajudar a superar os desafios que apareceram ao longo do mestrado.

À querida Professora Dra. Leni Joaquim de Matos por suas valiosas orientações, por me instruir na graduação, na iniciação científica, no projeto final do curso de engenharia de telecomunicações e durante todo o mestrado. Agradeço por incentivar o meu desenvolvimento acadêmico, por sempre confiar no meu trabalho, pelo apoio e pela amizade ao longo desses 8 anos.

Ao Dr. Maurício Weber Benjó da Silva, meu coorientador, por sua imensa paciência, orientações, dedicação e amizade. Obrigada pela sua grande ajuda, a qual foi fundamental para a realização deste trabalho.

À Professora Vanessa Magri pelo auxílio na fabricação dos projetos no laboratório.

À Universidade Federal Fluminense que foi responsável pela minha formação, onde tive a oportunidade de adquirir conhecimentos importantes para minha vida profissional e onde foi minha segunda casa por muitos anos.

Ao Professor Carlos Eduardo Capovilla e equipe da Universidade Federal do ABC pelo grande auxílio na realização das medições.

À Embratel que me permitiu cursar o Mestrado enquanto trabalhava e aos meus gerentes, Luis Eduardo, Luciana Neimi e Joao Pedras, que sempre me incentivaram e me apoiaram ao longo deste curso.

A todos os meus amigos que me deram apoio e força para continuar. Obrigada pela amizade e companheirismo em todos os momentos importantes da minha vida.

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

"A mente que se abre a uma nova ideia jamais volta ao seu tamanho original."

(Albert Einstein)

"A persistência é o caminho do êxito."

(Charles Chaplin)

SUMÁRIO

LI	LISTA DE FIGURAS12		
LI	STA D	E TABELAS 1	L 5
LI	STA D	E ABREVIATURAS	16
R	ESUM	O1	L 8
Α	BSTRA	CT1	L9
1	INT	RODUÇÃO2	20
		ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	
2		ERFÍCIES SELETIVAS EM FREQUÊNCIAS – FSS2	
_			
		INTRODUÇÃO2	
		HISTÓRICO2	
	2.3	FSS	
	2.3.		
	2.3.	,	
	2.3.	,	
	2.3.	, .	
	2.4	APLICAÇÕES DE FSS	37
	2.5	ESTADO DA ARTE4	12
3	ANT	TENAS4	17
	3.1	Introdução	17
	3.2	Parâmetros de Desempenho de Antenas	
	3.2.		
	3.2.	•	
	3.2.		
	3.2.		
	3.2.		
	3.2.		
	3.2. 3.2.		
		·	
	<i>3.2.</i> 3.3	11 Impedância de Entrada	
	3.3.		
		•	
	3.3.		
	3.3.		
	3.3.	, , ,	
	3.3.		
	3.3.	•	
		ANTENAS DE MICROFITA	
	3.4.	, ,	
	3.4.	2 Definição do patch ϵ	ว4

	3.4.3	Definição do substrato	66
	3.4.4	Técnicas de alimentação	67
	3.4.4.1	Alimentação via cabo coaxial	68
	3.4.4.2	Alimentação via linha de microfita	
	3.4.4.3	Alimentação via acoplamento por proximidade	
	3.4.4.4	Alimentação via acoplamento por abertura	
4	PROJET	O E SIMULAÇÃO DA ANTENA E FSS	70
	4.1 ANT	ENA DE MICROFITA	
	4.1.1	Projeto da antena	71
	4.1.2	Simulação da antena	74
	4.2 SUP	ERFÍCIE SELETIVA EM FREQUÊNCIA	78
	4.2.1	Projeto da FSS	78
	4.2.2	Simulação da FSS	80
	4.3 FSS	APLICADA À ANTENA	
	4.3.1	Projeto da estrutura completa	
	4.3.2	Simulação da estrutura completa	
		•	
5	FABRIC	AÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	90
	5.1 FAB	RICAÇÃO	90
	5.1.1	Antena de Microfita	91
	5.1.2	Superfície Seletiva em Frequência	92
	5.2 MEI	DIDAS EM CAMPO ABERTO	93
	5.2.1	Medidas na UFF	93
	5.2.1.1	· · · · · · · · · · · · · · · · ·	
	5.2.1.2		
	5.2.1.3		
	<i>5.2.2</i> 5.2.2.1	Medidas na UFABC Setup de Medição	
	5.2.2.1	Medidas da Antena	
	5.2.2.2	Medidas da estrutura completa	
	5.3 MEI	DIDAS EM CÂMARA ANECÓICA	100
	5.3.1	Setup de Medição	100
	5.3.2	Medidas da Antena	
	5.3.3	Medidas da estrutura completa	
6	CONCLI	JSÃO E TRABALHOS FUTUROS	108
		O RESULTANTE DESTE TRABALHO	
		AS	
		AS	
Λ	VFKII 11("F /	<u> </u>	116

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1: Estrutura planar periódica bidimensional	25
Figura 2.2: FSS e suas respostas de filtros características (Fonte: [11])	27
Figura 2.3: Matriz periódica de (a) fitas metálicas longas com característica indutiva e (b) dipoi	LOS
COM PEQUENOS ESPAÇAMENTOS REPRESENTANDO UM CIRCUITO LC.	27
Figura 2.4: (a) Filtro capacitivo e (b) filtro indutivo formados de fitas condutoras paralelas e s	SEUS
RESPECTIVOS CIRCUITOS EQUIVALENTES	28
Figura 2.5: Arranjo de dipolos (filtro rejeita-faixa) e seu circuito equivalente	29
Figura 2.6: Filtros de grades metálicas e seus respectivos circuitos equivalentes: (a) indutivo e ((B)
CAPACITIVO.	2 9
FIGURA 2.7: GRUPO 1 - ELEMENTOS CONECTADOS PELO CENTRO	
Figura 2.8: Grupo 2 – Espiras.	
FIGURA 2.9: GRUPO 3 - ELEMENTOS COM INTERIOR SÓLIDO.	31
FIGURA 2.10: GRUPO 4 – COMBINAÇÕES.	32
Figura 2.11: Configurações de FSS (a) entre camadas dielétricas e (b) sobre uma camada dielétr (Fonte: [11])	
FIGURA 2.12: EFEITO DO DIELÉTRICO SOBRE A FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA, QUANDO A FSS ESTÁ	
COMPLETAMENTE COBERTA POR UM MATERIAL DIELÉTRICO INFINITO (FONTE: [7])	35
FIGURA 2.13: EFEITO DO DIELÉTRICO SOBRE A FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA, QUANDO A FSS ESTÁ ENTRE	
CAMADAS DIELÉTRICAS DE ESPESSURA D (FONTE: [7])	35
Figura 2.14: Espaçamento equivalente entre os elementos para um sinal com incidência oblíqua	A.36
FIGURA 2.15: APLICAÇÕES DE FSS COMO RADOMES, ONDE F1 É A FAIXA DE FREQUÊNCIA DE OPERAÇÃO DA	
ANTENA E F2 É A FAIXA DE FREQUÊNCIA INDESEJADA: (A) FSS NO MASTRO DO NAVIO, (B) FSS NA PONTA	۹ DA
AERONAVE (FONTE: [27])	38
Figura 2.16: Sistema de antena refletora do tipo banda dupla utilizando FSS (Fonte: [27])	39
Figura <mark>2.17: P</mark> laca refletora para região de Fresnel composta por <i>patches</i> circulares e anelares	S
(FONTE: [43])	41
Figura 2.18: Lente dielétrica com duas superfícies seletivas em frequência (Fonte: [45])	41
FIGURA 2.19: PROTÓTIPO DE ETIQUETA DE RFID (FONTE: [49])	43
Figura 2.20: (a) Configuração da antena proposta, vista de cima e lateral; (b) célula unitária d	Α
FSS (FONTE: [50]).	44
Figura 2.21: (a) Célula unitária da Superfície Seletiva em Frequência Ativa; (b) Vista de lado e d	Ε
CIMA DA ANTENA AFSS PROPOSTA (FONTE: [51])	
Figura 2.22: Célula unitária da FSS (a) Vista de cima e (b) Vista de lado (Fonte: [52])	
Figura 3.1: Representação de uma onda plana (Fonte: [54])	
Figura 3.2: Tipos de polarização de ondas eletromagnéticas (Fonte: [53])	
Figura 3.3: Diagrama de radiação (a) na forma tridimensional, (b) na forma polar e (c) na form	
RETANGULAR	
Figura 3.4: Planos E e H para o padrão de emissão de uma antena do tipo corneta piramidal (Fo	
[53])	
Figura 3.5: Diagrama de radiação nos planos vertical e horizontal de uma antena omnidirecion	VAL.
Figura 3.6: Diagrama de radiação de uma antena e seu ângulo de meia potência	
Figura 3.7: Diagrama de radiação de uma antena e sua relação frente-costa	
Figura 3.8: Critério adotado para definição da largura de banda	
Figura 3.9: Representação do parâmetro de espalhamento	56

Figura 3.10: Antena dipolo (a) de meia onda e (b) de um quarto de onda	59
FIGURA 3.11: ANTENA HELICOIDAL (FONTE: [60])	59
FIGURA 3.12: ANTENAS CORNETA (A) SETORIAL, (B) PIRAMIDAL E (C) CÔNICA (FONTE: [53])	60
Figura 3.13: Antena refletora com alimentação frontal e com alimentação <i>Cassegrain</i> (Font	
[61])	61
Figura 3.14: Configurações típicas de arranjo de antenas. (a) Yagi-Uda e (b) Antena de microf	ITAS
COM ELEMENTOS DE RADIAÇÃO INDICADOS PELA COR ESCURA	61
FIGURA 3.15: FUNCIONAMENTO DE ANTENAS COM LENTES DIELÉTRICAS.	62
FIGURA 3.16: ANTENA DE MICROFITA (A) VISTA DE CIMA E (B) VISTA LATERAL (FONTE: [53])	64
Figura 3.17: Representação dos tipos de formatos de <i>patch.</i>	65
Figura 3.18: Alimentação através de cabo coaxial (Fonte: [67])	68
Figura 3.19: Alimentação através de linha de microfita (Fonte: [67])	69
Figura 3.20: Alimentação através de acoplamento por proximidade (Fonte: [67])	69
Figura 3.21: Alimentação através de acoplamento por abertura (Fonte: [67])	70
Figura 4.1: Projeto da antena de microfita.	72
Figura 4.2: Geometria e dimensões da antena projetada. (a) Vista frontal e (b) Vista traseira	73
Figura 4.3: Vista lateral da antena.	
Figura 4.4: Gráfico de perda de retorno (S ₁₁) da antena	74
Figura 4.5: Resultados simulados dos parâmetros de radiação da antena: Ganho, Diretividadi	Ε,
VSWR E RELAÇÃO FRENTE-COSTA	
Figura 4.6: Diagrama de radiação simulado para a frequência 2,34 GHz no (a) plano E e no (b))
PLANO H.	77
Figura 4.7: Diagrama de radiação simulado para a frequência 5,6 GHz no (a) plano E e no (b) i	
Н	
Figura 4.8: Diagrama de radiação em 3D para a frequência (a) 2,34 GHz e (b) 5,6 GHz	77
Figura 4.9: Arranjo de espiras quadradas mostrando a geometria das células unitárias e seus	
PARÂMETROS DE PROJETO	
FIGURA 4.10: FSS COM 25 CÉLULAS.	
Figura 4.11: Vista lateral da FSS	
Figura 4.12: Comparação dos coeficientes de reflexão (S11) e de transmissão (S21) da FSS	81
FIGURA 4.13: DISTRIBUIÇÃO DO CAMPO ELÉTRICO E CORRENTE DE SUPERFÍCIE NA (A) 1ª FREQUÊNCIA DE	
RESSONÂNCIA, (B) NA 2ª FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA E (C) FORA DA RESSONÂNCIA PARA O ELEMENT	
UTILIZADO NO PROJETO	
FIGURA 4.14: INTEGRAÇÃO DA ANTENA COM A FSS	
FIGURA 4.15: VISTA TRIDIMENSIONAL DA ANTENA COM A FSS	
FIGURA 4.16: VISTA LATERAL DA ANTENA COM A FSS	
Figura 4.17 : Comparação do gráfico de perda de retorno (S_{11}) da antena e da estrutura comp	
Figura 4.18 : Comparação do gráfico de perda de retorno (S_{11}) da estrutura completa simulad	
ATRAVÉS DO CST E DO HFSS	86
FIGURA 4.19: COMPARAÇÃO DOS PARÂMETROS DE RADIAÇÃO SIMULADOS DA ANTENA E DA ESTRUTURA	_
COMPLETA: GANHO, DIRETIVIDADE, RELAÇÃO FRENTE-COSTA E VSWR	
FIGURA 4.20: COMPARAÇÃO DO DIAGRAMA DE RADIAÇÃO SIMULADO DA ANTENA E DA ESTRUTURA COMPLE	
NA FREQUÊNCIA 2,3 GHz NO (A) PLANO E E NO (B) PLANO H	
FIGURA 4.21: COMPARAÇÃO DO DIAGRAMA DE RADIAÇÃO SIMULADO DA ANTENA E DA ESTRUTURA COMPLE	
na frequência 5,7 GHz no (α) plano Ε e no (β) plano H	გგ

Figura 4.22: Diagrama de radiação em 3D da estrutura completa para a frequência (a) 2	2,3 GHz E
(в) 5,7 GHz	88
FIGURA 5.1: MÁQUINA PROTOTIPADORA LPKF – PROTOMAT S103	90
FIGURA 5.2: FABRICAÇÃO DA ANTENA DE MICROFITA	91
FIGURA 5.3: PROTÓTIPO DA ANTENA DE MICROFITA	91
FIGURA 5.4: FABRICAÇÃO DA FSS	92
Figura 5.5: Protótipo da FSS	92
FIGURA 5.6: ANALISADOR VETORIAL DE REDE (ANRITSU - VNA MS2034A)	93
Figura 5.7: <i>Setup</i> de medição da antena	94
Figura 5.8: Comparação dos resultados medidos na UFF e simulados da perda de retorn	o (S11) DA
ANTENA	
Figura 5.9: <i>Setup</i> de medição da estrutura completa	
Figura 5.10: Comparação dos resultados medidos na UFF e simulados da perda de retor	NO (S11)
DA ESTRUTURA COMPLETA	96
Figura 5.11: Analisador vetorial de rede (Rohde & Schwarz - VNA ZVB8)	97
Figura 5.12: Comparação dos resultados medidos na UFABC e simulados da perda de re	TORNO (S_{11})
DA ANTENA.	97
FIGURA 5.13: SETUP DE MEDIÇÃO DA ESTRUTURA COMPLETA.	98
Figura 5.14: Comparação dos resultados medidos na UFABC e simulados da perda de re	TORNO (S_{11})
DA ESTRUTURA COMPLETA	
FIGURA 5.15: SETUP DE MEDIÇÃO EM CÂMARA ANECÓICA	101
FIGURA 5.16: EQUIPAMENTOS UTILIZADOS NAS MEDIDAS NA CÂMARA ANECÓICA	
FIGURA 5.17: MEDIDAS DA ANTENA EM CÂMARA ANECÓICA.	
Figura 5.18: Comparação do diagrama de radiação da antena simulada (esquerda) e mei	DIDA
(DIREITA) NO PLANO XZ.	
Figura 5.19: Comparação do diagrama de radiação da antena simulada (esquerda) e mei	
(DIREITA) NO PLANO YZ	
Figura 5.20: Comparação do diagrama de radiação da antena simulada (esquerda) e mei	DIDA
(DIREITA) NO PLANO XY.	
FIGURA 5.21: MEDIDAS DA ANTENA COM FSS EM CÂMARA ANECÓICA.	105
Figura 5.22: Comparação do diagrama de radiação da estrutura completa simulada (es	•
MEDIDA (DIREITA) NO PLANO XZ.	
Figura 5.23: Comparação do diagrama de radiação da estrutura completa simulada (es	•
MEDIDA (DIREITA) NO PLANO YZ.	
Figura 5.24: Comparação do diagrama de radiação da estrutura completa simulada (es	QUERDA) E
MEDIDA (DIREITA) NO PLANO XY.	106

LISTA DE TABELAS

TABELA 2.1: COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO ENTRE ALGUNS ELEMENTOS FSS	32
Tabela 3.1: Propriedades de alguns materiais utilizados como substrato [69]	67
Tabela 4.1: Resultados simulados dos parâmetros de radiação da antena.	75
Tabela 4.2: Comparação dos parâmetros de radiação simulados da antena e da estrutura	
COMPLETA.	86
Tabela 5.1: Comparação de parâmetros de radiação simulados e medidos	105

LISTA DE ABREVIATURAS

AMC - Artificial Magnetic Conductor

CST - Computer Simulation Technology

EBG - Electromagnetic Band-Gap

FEM - Finite Element Method

FIT - Finite Integration Technique

FSS - Frequency Selective Surfaces

GPS - Global Positioning System

HFSS - High Frequency Structure Simulator

HIS - High Impedance Surface

HPBW - Half Power Beam Width

IEEE - Institute of Electrical and Electronics Engineers

ISM - Industrial Sientific and Medical

ITU - International Telecommunication Union

PBG - Photonic Band-Gap

PBG-GP - Photonic Band-Gap - Ground Plane

PIN - P-Intrinsic-N diode

PMC - Perfect Magnetic Conductor

RCS - Radar Cross Section

RFID - Radio Frequency Identification

RX - Receiving Antenna

SAR - Synthetic Aperture Radar

TE - Transverse Electric

TM - Transverse Magnetic

TX - Transmitting Antenna

UC-PBG - Uniplanar Compact - Photonic Band-Gap

UWB - Ultra-Wide-Band

VNA - Vector Network Analizer

VSWR - Voltage Standing Wave Ratio

WLAN - Wireless Local Area Network

RESUMO

Este trabalho tem como propósito apresentar a aplicação de superfícies seletivas em frequência (FSS - Frequency Selective Surfaces) em antenas de microfita de banda dupla para obtenção da melhoria dos parâmetros de radiação como ganho, diretividade e relação frente-costa. Para realizar este estudo, uma antena de microfita e uma FSS foram projetadas para operarem nas faixas de 2,4 GHz e 5,8 GHz, que são faixas de frequência não licenciadas, conhecidas como bandas ISM (Industrial, Scientific and Medical). Através de simulações da antena e da integração da antena com a FSS, foi possível comparar os resultados obtidos e observar o aumento de desempenho da antena devido à influência da FSS. Em seguida, foram construídos protótipos da antena e da FSS de banda dupla, os quais foram validados fisicamente através de medidas em campo aberto e câmara anecóica. Resultados numéricos e experimentais são apresentados, comprovando a melhoria de desempenho de antenas através da aplicação de superfícies seletivas em frequência.

Palavras-chave: Superfícies Seletivas em Frequência, FSS de Banda Dupla, Antena de microfita, Antena planar, Antena de Banda Dupla, Melhoria de Parâmetros de Radiação, Bandas ISM.

ABSTRACT

This work aims to present the application of Frequency Selective Surfaces (FSS) in dual-band microstrip antenna to obtain the improvement of radiation parameters such as gain, directivity and front-to-back ratio. To accomplish this study, a microstrip antenna and a FSS were designed to operate in the 2.4 GHz and 5.8 GHz bands, which are unlicensed frequency bands, known as ISM (Industrial, Scientific and Medical) bands. Through simulations of the antenna and the integration of antenna with FSS, it was possible to compare the obtained results and observe the performance increase of the antenna due to the influence of the FSS. Prototypes of dual-band antenna and dual-band FSS were built, which were validated by measures in open field and anechoic chamber. Numerical and experimental results are presented, providing the improvement of the performance of the antenna through the Frequency Selective Surfaces appliance.

Keywords: Frequency Selective Surfaces, Dual-band FSS, Microstrip Antenna, Planar Antenna, Dual-band Antenna, Improvement of Radiation Parameters, ISM bands.

1 INTRODUÇÃO

O desenvolvimento de tecnologias de comunicação sem fio vem crescendo cada vez mais, especialmente para aplicações nas faixas de frequência ISM (*Industrial, Scientific and Medical*), que são bandas reservadas para o desenvolvimento industrial, científico e médico, sem necessidade de licenciamento, mas com normas que limitam a largura de banda e os níveis de potência máxima de transmissão. Atualmente as bandas ISM, que compreende as faixas de 2.400 MHz a 2.483,5 MHz e de 5.725 MHz a 5.850 MHz, são muito utilizadas pelos sistemas WLAN (*Wireless Local Area Network*), os quais vem sido amplamente empregados devido a numerosas vantagens como ausência de fios, flexibilidade na área de recepção entre outros benefícios.

A evolução dos sistemas de comunicações móveis conduz à necessidade de construção de antenas cada vez mais compactas e que trabalhem em sistemas multibanda. Diversos serviços de radiofrequência operam em bandas específicas, como por exemplo o Wi-Fi (IEEE 802.11), que possui padrões que operam em faixas de frequências diferentes, alguns na faixa de 2,4 GHz e outros na faixa de 5 GHz. Para casos como este, é necessária uma integração de diferentes antenas no sistema, que pode ser evitada com a solução de antenas compactas multibanda, normalmente utilizando antenas de microfita.

As antenas de microfita são formadas por um elemento metálico radiante (patch), um substrato e um plano de terra e possuem inúmeras vantagens em relação às antenas convencionais, pois são leves, de baixo custo e de baixo perfil planar. Além disso, têm a possibilidade de operar em mais de uma faixa de frequência, a partir de uma simples mudança de geometria do elemento radiante. No entanto, as antenas de microfita apresentam desvantagens como largura de banda limitada e baixos níveis de ganho e diretividade, o que pode restringir as suas aplicações. Uma solução para mitigar estes problemas é a aplicação de superfícies seletivas em frequência, cuja integração com a antena possibilita a melhoria dos parâmetros de radiação, aumentando o desempenho da antena.

Superfícies seletivas em frequência (FSS) são estruturas planares com células periódicas que atuam como filtros espaciais, os quais têm o seu comportamento vinculado à configuração dos elementos da FSS, que podem ser condutores ou do tipo abertura. Estruturas que utilizam elementos condutores, por exemplo do tipo

patch, possuem características de um filtro rejeita-faixa, logo, os sinais dentro da faixa de frequência de operação da estrutura são refletidos, enquanto que sinais fora dessa faixa passam com atenuação mínima.

A FSS pode ser utilizada em diversas aplicações, como por exemplo, na redução da seção reta de radar (*Radar Cross Section* - RCS), atuando como um absorvedor eletromagnético, operando como um sub-refletor dicroico, entre outras funções. Sua aplicação em antenas tem tido um crescente interesse de estudo devido à sua eficiência na melhoria de desempenho de antenas.

O objetivo desta dissertação é verificar a melhoria do desempenho de uma antena de banda dupla devido à influência de uma superfície seletiva em frequência. Para a realização deste trabalho, foi necessário pesquisar, projetar, simular, construir e testar uma antena de microfita e uma FSS, ambas operando nas faixas de 2,4 GHz e 5,8 GHz, que são faixas de frequência ISM. Para então, analisar a integração da antena com a FSS e, através de simulações e medidas, confirmar a melhoria dos parâmetros de radiação da antena, como ganho, diretividade, relação frente-costa e largura de banda.

1.1 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Esta dissertação encontra-se organizada em seis capítulos, da seguinte forma:

O capítulo 2 descreve a teoria sobre superfícies seletivas em frequência, onde são apresentados um breve histórico do conceito de FSS, a definição de estruturas periódicas e os tipos de FSS com suas respectivas repostas de filtro características. Em seguida, são destacados os principais tipos de influência, da geometria, do substrato dielétrico e do ângulo de incidência, e finaliza com a apresentação das principais aplicações e do levantamento do estado atual da tecnologia.

O capítulo 3 apresenta a teoria sobre antenas em geral, abordando os principais parâmetros de desempenho da antena e descrevendo sobre cada tipo de antena. Na sequência, é introduzido o conceito de antenas de microfita, mostrando um breve histórico e detalhando as suas características e técnicas de alimentação.

No capítulo 4, são apresentados o projeto e os resultados da simulação da antena, mostrando os parâmetros de radiação obtidos, o gráfico de perda de retorno e os diagramas de radiação polar e tridimensional. Em seguida, são apresentados o

projeto e os resultados da simulação da FSS, descrevendo as frequências de ressonância e larguras de banda obtidas. A parte final do capítulo é dedicada ao projeto da integração da antena com a FSS, apresentando os resultados da simulação deste projeto e comparando com os resultados obtidos com a simulação da antena. Nesta comparação, é possível verificar a melhoria dos parâmetros de radiação da antena devido à influência da FSS.

O capítulo 5 descreve o processo de fabricação da antena e da superfície seletiva em frequência. Na sequência, apresenta os testes experimentais realizados em campo aberto e na câmara anecóica e os resultados obtidos com as medições.

O capítulo 6 apresenta as conclusões gerais do trabalho e as sugestões para trabalhos futuros.

2 SUPERFÍCIES SELETIVAS EM FREQUÊNCIAS - FSS

2.1 INTRODUÇÃO

O termo "Metamaterial" é utilizado para definir materiais produzidos artificialmente, que possuem propriedades físicas não encontradas na natureza ou que reproduzem os efeitos de materiais encontrados naturalmente. As propriedades dos metamateriais não são definidas apenas a partir da composição dos materiais que os formam, mas também através de suas características, como geometria, tamanho e disposição da estrutura, que podem afetar as ondas eletromagnéticas de uma maneira não observada em materiais naturais.

Dentro de uma determinada classe de metamateriais, existe um tipo de estrutura chamada EBG (*Electromagnetic Band-Gap*), que são estruturas periódicas tridimensionais que impedem a propagação de ondas eletromagnéticas dentro de uma determinada faixa de frequência, a qual é chamada de *band-gap*. Sob a denominação EBG, são encontrados alguns tipos de estruturas que variam de acordo com suas aplicações, tais como PBG (*Photonic Band-Gap*), AMC (*Artificial Magnetic Conductor*), HIS (*High Impedance Surface*) e FSS (*Frequency Selective Surface*).

Estrutura PBG, também conhecida como cristal fotônico, funciona como filtro rejeita-faixa. Esta estrutura foi desenvolvida para controlar a propagação de ondas eletromagnéticas em substratos dielétricos e também para atuar como substrato para antenas [1], [2]. A estrutura PBG pode ser classificada como PBG no plano de terra (PBG-GP - Photonic Band-Gap – Ground Plane) ou como PBG uniplanar compacta (UC-PBG - UniplanarCompact – Photonic Band-Gap). Existe uma discussão na área de micro-ondas sobre o termo "photonic" do PBG, pois apesar desta palavra se referir às frequências ópticas, esta estrutura também é aplicada na faixa de micro-ondas [3].

Estruturas AMC, denominadas como condutores magnéticos artificiais, são formadas por estruturas metalo-dielétricas que apresentam algumas características encontradas no PMC (*Perfect Magnetic Conductor*) dentro de um determinado *bandgap*. O PMC é um material condutor magnético perfeito, que não é encontrado na natureza, porém possui propriedades importantes como reflexão em fase de ondas eletromagnéticas e supressão de ondas superficiais.

Superfícies de alta impedância (HIS) são finas cavidades ressonantes produzidas em substratos dielétricos, as quais são formadas por um plano de terra em uma das faces e por um arranjo de estruturas periódicas na face oposta. Sua principal contribuição é permitir que a onda seja refletida com a mesma fase da onda incidente, fazendo com que a estrutura atue como um espelho de RF [4]. Além disso, não permite a propagação de ondas superficiais dentro de uma determinada faixa de frequência.

Superfícies seletivas em frequência (FSS) são estruturas planares com células periódicas que atuam como um filtro espacial. Dependendo do tipo de material, da geometria e da configuração (se a estrutura é formada por elementos condutores ou de abertura), a FSS pode se comportar como filtros passa-baixa, passa-alta, passa-faixa e rejeita-faixa. Esta estrutura foi adotada nesta dissertação e será mais detalhada ao longo deste capítulo.

2.2 HISTÓRICO

Em meados do século 18, o físico americano David Rittenhouse descobriu que algumas cores do espectro de luz eram suprimidas através de um lenço de seda quando eram observadas a partir de uma lâmpada de um poste de iluminação [5]. Este fato pode ser explicado pelo conceito de filtragem de frequência, onde cada superfície pode ter propriedades de transmissão para diferentes frequências de ondas incidentes. A partir desta definição, para atestar o fenômeno de decomposição de um feixe de luz não monocromática em suas ordens espectrais, Rittenhouse construiu um anteparo com fios igualmente espaçados e posicionados em direção à luz. Foi observada a filtragem da luz branca dentro de uma faixa de comprimentos de onda distintos, com espaçamentos iguais em relação à linha central da luz branca, onde este espaçamento dependia do espaçamento entre os fios do anteparo [6]. A pesquisa realizada por Rittenhouse apresentou a dependência da resposta em frequência com as dimensões físicas, que é a base para os princípios da tecnologia de superfícies seletivas em frequência (FSS).

Desde a década de 1960, a estrutura FSS tem sido um tema de profundo estudo devido às necessidades das aplicações militares. Marconi e Franklin foram os pioneiros nesta área por sua contribuição em um refletor parabólico feito de seções de fios de meio comprimento de onda em 1919 [7]. Tradicionalmente, as superfícies

FSS têm sido utilizadas como materiais de seleção em frequência em tecnologia stealth (de sigilo) para reduzir a RCS (Radar Cross Section) de sistemas de comunicações.

O conceito *stealth* é a capacidade de operar sem conhecimento do inimigo, o qual sempre foi um objetivo de tecnologia militar. De modo a minimizar a detecção, camadas de FSS cobrem as instalações da aeronave para reduzir a RCS [8]. São chamadas de radomes, os filtros espaciais usados para reduzir a seção reta de radar (RCS) fora da faixa de operação de um sistema de antenas.

No início da década de 1970, foram encontradas aplicações significativas de FSS, como por exemplo, o programa *Voyager* que explorava uma superfície seletiva em frequência para o desenvolvimento de um refletor em duas bandas de frequência [9]. Desde então, superfícies seletivas em frequência têm sido assunto de árduo estudo de pesquisadores da área, devido as suas possíveis aplicações em uma ampla faixa de frequências e por suas propriedades de filtragem de frequência.

2.3 FSS

Superfícies seletivas em frequência são estruturas formadas por arranjos periódicos de elementos do tipo *patch* condutor ou elementos do tipo abertura. Os elementos podem ser impressos sobre uma ou mais camadas dielétricas, de acordo com a resposta em frequência desejada. Os parâmetros da FSS variam de acordo com o tipo de elemento, as dimensões da estrutura, o dielétrico e a periodicidade, que é a distância entre as células unitárias. Um exemplo de estrutura planar periódica bidimensional é apresentado na Figura 2.1.

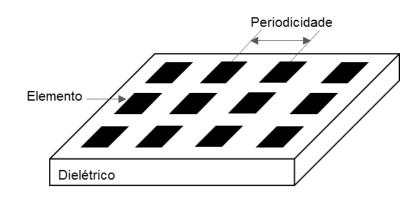


Figura 2.1: Estrutura planar periódica bidimensional.

A FSS atua como um filtro espacial em que algumas bandas de frequências são transmitidas e outras são refletidas [8]. Dependendo do tipo de elemento do arranjo, *patch* condutor ou de abertura, a FSS pode apresentar características de filtros rejeita-faixa ou passa-faixa, respectivamente. Se a superfície seletiva em frequência for formada por arranjo de elementos condutores, ela é considerada capacitiva e atua como um filtro rejeita-faixa, ou seja, quando os elementos entram em ressonância, eles irradiam a potência incidente na direção de reflexão e na frequência de ressonância, a estrutura se comporta como um condutor perfeito, havendo máxima reflexão da onda incidente.

Se a superfície seletiva em frequência for formada por elementos de abertura, ela é considerada indutiva e opera como um filtro passa-faixa, ou seja, quando os elementos entram em ressonância, a estrutura FSS se torna "transparente" para a onda incidente e, na frequência de ressonância, ocorre a máxima transmissão da onda incidente [10]. Neste caso, o sinal atravessa a estrutura com um mínimo de perda de inserção para a frequência de operação da antena e é refletido para frequências fora da banda de operação.

As estruturas de superfície seletiva em frequência podem ser classificadas em quatro tipos de respostas de filtros, de acordo com sua construção física, material e geometria: rejeita-faixa, passa-faixa, passa-baixa e passa-alta. A Figura 2.2 apresenta os tipos de FSS com suas respectivas repostas de filtro características [11]. Os materiais condutores são representados em preto.

2.3.1 Circuito equivalente de uma FSS

Para melhor compreensão do comportamento de uma FSS, considera-se uma superfície refletiva, a qual deveria ser constituída com o mínimo de metalização possível para uma determinada frequência. Intuitivamente, a primeira observação é que quanto menos metal na superfície, menor é a reflexão da onda incidente

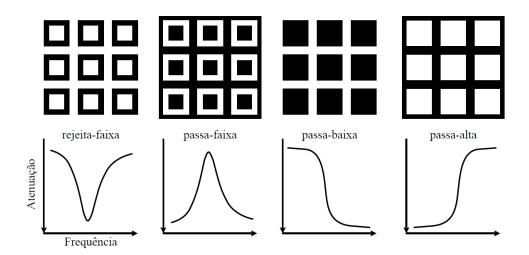


Figura 2.2: FSS e suas respostas de filtros características (Fonte: [11]).

. Consideram-se, entretanto, duas possibilidades: usar uma matriz de longas fitas de metal ou uma matriz de dipolos curtos. Tendo uma área metalizada maior, é esperado que as longas fitas produzam uma maior reflexão de sinal de acordo com a observação acima, porém, na realidade, apesar de possuir menor área metálica, a matriz de dipolos pode produzir uma reflexão total do sinal em uma determinada frequência enquanto que a matriz de fitas de metal nunca será totalmente refletiva [7]. A Figura 2.3 mostra o modelo de matriz de fitas longas, a qual é apenas um indutor, enquanto a matriz de dipolos é um circuito LC. A matriz de dipolos, portanto, se torna totalmente refletiva na frequência de ressonância do circuito LC [8].

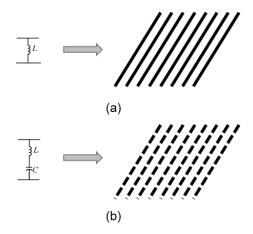


Figura 2.3: Matriz periódica de (a) fitas metálicas longas com característica indutiva e (b) dipolos com pequenos espaçamentos representando um circuito LC.

É possível, também, fazer uma analogia entre filtros concentrados e as superfícies seletivas em frequência. A Figura 2.4(a) apresenta uma grade de fitas paralelas, que se comporta como um filtro capacitivo quando o campo elétrico é perpendicular às fitas metálicas e a Figura 2.4(b) mostra uma grade de fitas condutoras paralelas, que se comporta como filtro indutivo quando o campo elétrico é paralelo às fitas metálicas.

Na condição do filtro indutivo, o circuito equivalente é um indutor que atua em paralelo ao plano de terra. Para frequências baixas, a corrente é conduzida através do indutor até o plano de terra e, para frequências altas, a corrente consegue chegar à porta de saída, formando assim um filtro passa-alta. No caso do filtro capacitivo, o circuito equivalente que corresponde a essa geometria da FSS é um capacitor, que possui o comportamento de um filtro passa-baixa, visto que as frequências inferiores são transmitidas e as mais altas são bloqueadas.

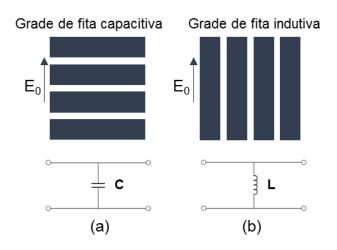


Figura 2.4: (a) Filtro capacitivo e (b) filtro indutivo formados de fitas condutoras paralelas e seus respectivos circuitos equivalentes.

Quando há espaçamentos nas fitas condutoras, o fluxo de corrente é interrompido e ocorrem efeitos capacitivos e indutivos, como pode ser observado na Figura 2.5. De acordo com a teoria de circuito equivalente, esta geometria atua como um filtro rejeita-faixa e a sua frequência de ressonância é definida pelo comprimento do dipolo e pelo espaçamento entre os elementos que causa o efeito capacitivo. Para a FSS na configuração *freestanding* (configuração ideal de metal perfeito suspenso no ar), uma onda que incide em uma superfície é completamente bloqueada.

Grade de dipolos

Figura 2.5: Arranjo de dipolos (filtro rejeita-faixa) e seu circuito equivalente.

Para utilizar os filtros de fitas metálicas paralelas, é necessário que a onda esteja linearmente polarizada e alinhada com um dos eixos das fitas. Caso as ondas sejam não polarizadas ou parcialmente polarizadas, deve-se utilizar um filtro de geometria diferente, como por exemplo, o filtro de grade metálica que não possui dependência da polarização da fonte. A Figura 2.6 apresenta dois tipos de filtros de grade metálica. Nesta geometria, são utilizados *patches* ressonantes, os quais são simétricos e independentes de polarização.

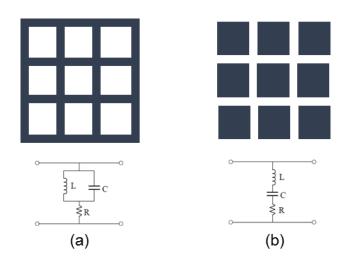


Figura 2.6: Filtros de grades metálicas e seus respectivos circuitos equivalentes: (a) indutivo e (b) capacitivo.

A estrutura de elementos periódicos de abertura opera como um filtro rejeitafaixa para ambas as polarizações e seu circuito equivalente é representado por um circuito LC paralelo. Já a estrutura de elementos do tipo *patch* condutor opera como um filtro passa-baixa e é representado por um circuito LC em série. Os circuitos equivalentes podem levar em conta as perdas no metal devido à utilização de diferentes materiais e as perdas podem ser introduzidas inserindo um resistor em série. A superfície seletiva em frequência pode ter elementos de qualquer geometria, mas será capacitiva ou indutiva [11].

2.3.2 Influência da Geometria

Há diversas pesquisas com variadas formas de elementos FSS. A geometria escolhida para a FSS deve ser de acordo com os requisitos das aplicações, os quais podem ser: nível de dependência do ângulo de incidência da onda, nível de polarização cruzada, largura de banda, nível de separação da banda, independência de polarização e redução de tamanho da FSS.

Os elementos utilizados em FSS podem ser classificados em quatro grupos básicos [7].

Grupo 1: Elementos conectados pelo centro

Grupo 2: Espiras

Grupo 3: Elementos com interior sólido

Grupo 4: Combinações

O grupo 1 é formado por elementos conectados pelo centro, como dipolos [12], dipolos cruzados [13], tripolos [7] e Cruz de Jerusalém [7], [14]. A Figura 2.7 apresenta as formas mais comuns.

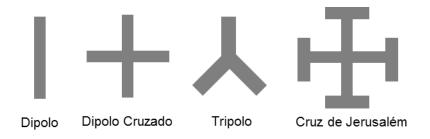


Figura 2.7: Grupo 1 - Elementos conectados pelo centro.

O grupo 2 é caracterizado pelos elementos tipo *loop*. Os tipos mais utilizados são espiras quadradas [7], [15], quadradas duplas [16], quadradas com grade [17], hexagonais [7] e circulares [18], como mostra a Figura 2.8.

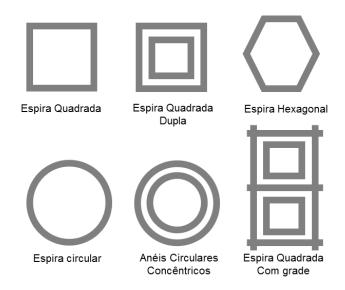


Figura 2.8: Grupo 2 – Espiras.

O grupo 3 é constituído por elementos de interior sólido ou tipo *patch* de diversas formas. A Figura 2.9 apresenta as formas mais encontradas, como *patch* quadrado [12], circular [19] e hexagonal [7].



Figura 2.9: Grupo 3 - Elementos com interior sólido.

O grupo 4 é formado por combinações de elementos típicos dos grupos anteriores, como formas de interior sólido, espiras e elementos ligados pelo centro, como mostra a Figura 2.10. Estas combinações são úteis para estabilidade angular com diferentes polarizações, que podem ser difíceis de alcançar com único elemento FSS [5].

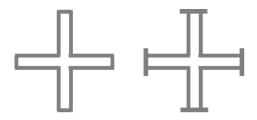


Figura 2.10: Grupo 4 - Combinações.

A frequência característica de cada forma de FSS depende das dimensões dos elementos. Algumas formas podem ser mais sensíveis aos ângulos de incidência, porém permitem uma rápida transição entre bandas de passagem e de rejeição. A Tabela 2.1 apresenta uma comparação de desempenho entre alguns elementos FSS mais comuns da literatura, para a FSS na configuração *freestanding* [12]. (Classificação: 1-melhor; 2-segundo melhor...).

Tabela 2.1: Comparação de desempenho entre alguns elementos FSS.

Forma dos elementos	Estabilidade angular	Nível de polarização cruzada	Maior largura de banda	Menor banda de separação
Espira	1	1	1	1
Quadrada	'	,	1	1
Anéis	1	2	1	1
Circulares	ı	2	ı	1
Cruz de	2	3	2	2
Jerusalém	۷	3		2
Tripolo	3	3	3	2
Dipolo	3	3	3	3
Cruzado	7	3	3	3
Dipolo	4	1	4	1

Através desta comparação, pode-se concluir que a espira quadrada apresenta melhor desempenho em todos os requisitos avaliados, em contrapartida, o dipolo é o mais sensível ao ângulo de incidência da onda.

As superfícies seletivas em frequência são projetadas baseadas na ressonância dos elementos. Um arranjo de dipolos, por exemplo, gera uma resposta multirressonante em frequências onde o comprimento dos dipolos é múltiplo de meio comprimento de onda. Um efeito equivalente pode explicar a operação dos demais elementos. Como exemplo, a espira quadrada pode ser vista como dois dipolos que são ligados um ao outro em cada extremidade. Empregando os mesmos argumentos que os do dipolo, a espira quadrada ressoa quando cada metade da espira atua como um dipolo. Ou seja, há ressonância quando o comprimento de cada metade da espira é um múltiplo de $^{\lambda}/_{2}$. O comprimento da espira, desta forma, precisa ser múltiplo de $^{\lambda}/_{2}$.

Para haver ressonância em uma espira circular, a medida da circunferência precisa ser igual a um comprimento de onda. No caso da espira circular impressa em um substrato dielétrico, o comprimento elétrico da circunferência deve ser de um λ efetivo, enquanto que a dimensão da circunferência deve ser menor que um λ no espaço livre.

Para elementos de interior sólido, a ressonância acontece quando a periodicidade das células unitárias é igual a λ . Já os elementos formados por combinações (grupo 4) podem ser afetados por uma quantidade de fatores diferentes.

Enfim, quando a dimensão do elemento é completamente diferente das dimensões ressonantes, a onda incidente passa através da FSS como se o anteparo fosse transparente [12].

2.3.3 Influência do Substrato Dielétrico

Embora a geometria e as dimensões dos elementos de uma FSS sejam de máxima importância para a definição da frequência de ressonância, a forma como estes elementos são projetados é apenas uma parte do trabalho, pois a frequência de ressonância também depende das características dos substratos dielétricos, que são utilizados para fornecer suporte físico e estabilidade angular em uma FSS.

Quando os materiais dielétricos são utilizados, a FSS pode ser disposta em dois tipos de arranjos:

 FSS embutida entre dois substratos dielétricos, como mostra a Figura 2.11(a). FSS disposta sobre apenas um substrato dielétrico, como apresenta a Figura 2.11(b).

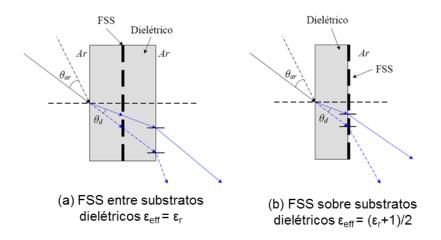


Figura 2.11: Configurações de FSS (a) entre camadas dielétricas e (b) sobre uma camada dielétrica (Fonte: [11]).

A onda incidente pode iluminar a estrutura por quaisquer dos lados, sem que isso interfira na resposta da estrutura. Se a mesma tiver boa estabilidade angular, o arranjo periódico pode ser disposto na frente do substrato e, caso seja necessário, o arranjo pode ser fabricado com um superstrato, o que ajuda na estabilidade.

Quando um substrato dielétrico é adicionado a uma estrutura periódica, a frequência de ressonância f_0 muda. Se esta estrutura for completamente coberta por um material dielétrico de extensão infinita e com constante dielétrica ϵ_r , pode-se verificar, através das equações de Maxwell, que a frequência de ressonância diminui com um fator de $\sqrt{\epsilon_{eff}}$, como ilustrado na Figura 2.12. Por outro lado, se o material dielétrico for finito, com espessura 2d (FSS entre camadas dielétricas), a frequência de ressonância altera para um intervalo entre f_0 e $f_0/\sqrt{\epsilon_r}$, como mostra a curva da esquerda na Figura 2.13. O fato interessante é que, para substratos de espessuras maiores que 0,05 de comprimento de onda, a constante dielétrica efetiva ϵ_{eff} é igual à constante dielétrica do substrato ϵ_r e a frequência de ressonância se aproxima de $f_0/\sqrt{\epsilon_r}$. Quando a FSS é disposta sobre apenas uma camada dielétrica, a constante dielétrica efetiva ϵ_{eff} é igual à $\epsilon_r+1/2$ e a frequência de ressonância reduz para $f_0/\sqrt{(\epsilon_r+1)/2}$. Do contrário, para um substrato com espessura menor que 0,05 de comprimento de onda elétrico λ_e , a permissividade efetiva é uma função não linear da

espessura do substrato, ou seja, a ϵ_{eff} se torna sensível à espessura do substrato e, consequentemente, a frequência de ressonância também [7].

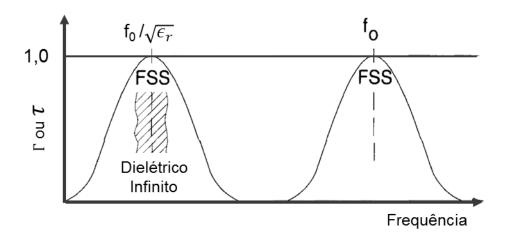


Figura 2.12: Efeito do dielétrico sobre a frequência de ressonância, quando a FSS está completamente coberta por um material dielétrico infinito (Fonte: [7]).

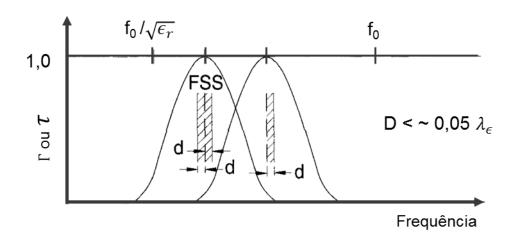


Figura 2.13: Efeito do dielétrico sobre a frequência de ressonância, quando a FSS está entre camadas dielétricas de espessura d (Fonte: [7]).

Embora os dois tipos de arranjos, citados anteriormente, influenciem de forma distinta na resposta de uma FSS, ambos melhoram a estabilidade para ângulos oblíquos de incidência, ou seja, as estruturas de superfícies seletivas em frequência com o uso de dielétricos são menos sensíveis aos ângulos de incidência. Isto pode ser comprovado de acordo com a Lei de Snell da refração, onde a variação do ângulo efetivo dentro de uma camada dielétrica é menor do que a variação do ângulo real no espaço livre ($\theta_d < \theta_{ar}$, como ilustrado na Figura 2.11) [20]. Sendo assim, a faixa de

ângulos de incidência pode ser reduzida para uma FSS que utiliza camadas dielétricas, fazendo com que a estrutura seja menos sensível à incidência oblíqua.

2.3.4 Influência do Ângulo de Incidência

A frequência de ressonância da FSS pode variar em função do ângulo de incidência da onda que a atravessa. Quando uma onda de incidência oblíqua atinge uma FSS formada por fitas condutoras, periodicamente separadas por g, como mostra a Figura 2.14, o espaçamento efetivo projetado em cada fita, incluindo a largura da fita, é reduzido por um fator igual ao $\cos\theta$. As dimensões efetivas dos elementos, vistas pela onda com incidência oblíqua, e a corrente induzida diferem do cenário em que a onda chega à FSS com incidência normal [21]. Desta forma, ondas de diferentes ângulos de incidência resultam em diferentes respostas em frequência da FSS [22], [17], [23], [14].

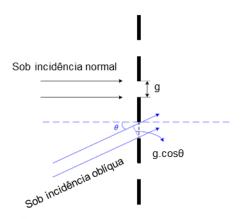


Figura 2.14: Espaçamento equivalente entre os elementos para um sinal com incidência oblígua.

As equações de circuito equivalente, como apresentadas por Marcuvitz [24], demonstram a variação na resposta da FSS para alterações no ângulo de incidência. Estas equações, que calculam os valores indutivos e capacitivos de um arranjo periódico de espiras, são função do ângulo de incidência, logo, a frequência de ressonância da FSS também é uma função de θ. Para uma FSS formada de espiras quadradas, a frequência de ressonância será deslocada para frequências menores com o aumento do ângulo de incidência.

Além do ângulo de incidência, a polarização da onda incidente também influencia a resposta da FSS. Na polarização TE, o campo elétrico é sempre paralelo às fitas e as excita em seu comprimento total, independente do ângulo de incidência. Na polarização TM, entretanto, o campo elétrico chega obliquamente à borda das fitas e, à proporção que o ângulo de incidência da onda aumenta, o comprimento "visto" pela onda é mais curto que o comprimento efetivo projetado.

A alteração indesejada da resposta de uma FSS, devido aos ângulos de incidência do sinal ou polarização, pode ser minimizada com a escolha apropriada das dimensões dos elementos ou com o uso de FSS com múltiplas camadas e substratos, como sugerido por [20], [25], [26].

2.4 APLICAÇÕES DE FSS

As superfícies seletivas em frequência podem ser empregadas em diversos tipos de aplicações. Possivelmente, a aplicação mais famosa de uma FSS é o anteparo da porta do forno de micro-ondas. Este anteparo atua como um filtro passa-alta, permitindo a passagem da faixa de frequência da luz visível (400 THz a 700 THz) e bloqueando a faixa de frequência de micro-ondas de 2,4 GHz. Mesmo que a porta do forno seja transparente, ela funciona como uma blindagem que impede a saída das frequências de micro-ondas geradas internamente [12].

A princípio, as superfícies seletivas em frequência eram utilizadas como radomes, que empregam FSS passa-faixa para reduzirem a seção reta de radar (*RCS*) da antena fora da sua banda de operação. Neste caso, a FSS é transparente para uma faixa de frequência desejada e refletiva para as demais frequências. A Figura 2.15 apresenta dois tipos de aplicações de FSS como radomes. Na Figura 2.15(a), uma FSS é colocada no mastro do navio, cobrindo o compartimento onde a antena é posicionada. Na Figura 2.15(b), uma FSS é instalada na ponta da aeronave cobrindo a antena de radar. Em ambos os casos, a FSS é projetada para ser transparente para sinais da banda de operação da antena, enquanto atua como uma superfície metálica refletindo sinais fora desta banda, em direções diferentes do sinal emissor [7], [12].

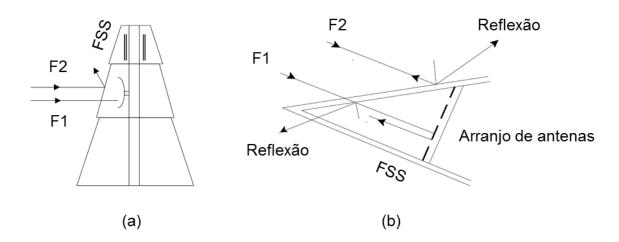


Figura 2.15: Aplicações de FSS como radomes, onde F1 é a faixa de frequência de operação da antena e F2 é a faixa de frequência indesejada: (a) FSS no mastro do navio, (b) FSS na ponta da aeronave (Fonte: [27]).

A FSS também é encontrada em projetos de absorvedores e sub-refletores dicróicos. Os absorvedores eletromagnéticos são estruturas com alta eficiência de absorção, que envolvem uma vasta faixa de frequência, apresentando uma baixa dependência à polarização e à incidência angular. Nesta área, as aplicações de FSS são encontradas em clássicas estruturas absorventes planares, como a conhecida tela de Salisbury e a configuração Jaumann [28], [29], [30]. Para sistemas de antenas refletoras de multibandas, a FSS atua como sub-refletor dicróico, o qual é totalmente refletor para certa faixa de frequência e totalmente transparente para outra determinada faixa. Esta aplicação permite que duas ou mais fontes de alimentação independentes e espacialmente separadas, compartilhem o mesmo sub-refletor (FSS). A Figura 2.16 apresenta um sistema de antena refletora com dupla alimentação utilizando FSS, o que permite que a antena opere em duas faixas de frequência simultaneamente. Mais exemplos de aplicações de FSS em projetos de sistemas de antenas refletoras banda dupla, tripla e multibanda, são encontrados em [7], [8], [12], [31], [32], [33], [34], [35], [36], [37].

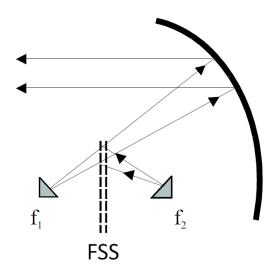


Figura 2.16: Sistema de antena refletora do tipo banda dupla utilizando FSS (Fonte: [27]).

Superfícies de alta impedância, contendo FSS com perdas, foram empregadas no projeto de absorvedores ultrafinos proposto por Costa *et al.* em [38]. Foram apresentadas duas estruturas, sendo uma composta de uma FSS com *patches* quadrados para um sistema de banda estreita, e outra contendo um arranjo de espiras quadradas para um sistema de banda larga. Estas geometrias foram definidas de acordo com sua largura de banda e, para inserir as perdas na FSS, as estruturas foram pintadas com tintas resistivas. Foi proposto um método para determinar a resistência de superfície ótima da FSS através de um modelo de circuito concentrado, e os resultados obtidos revelaram a viabilidade de criar absorvedores de alto desempenho com estruturas mais finas e leves.

Muitas aplicações de FSS são encontradas em projetos de redução de nível de interferência de sistemas de comunicação sem fio em escritórios e empresas. Em [39], Sung et al. transformaram uma divisória de escritório em uma superfície seletiva em frequência e obtiveram resultados que demonstraram que os sinais externos sofreram atenuações de 10 a 15 dB em relação a uma divisória comum na faixa de 5,6 a 6 GHz (IEEE 802.11a). Neste projeto, foi utilizada uma FSS composta de espiras metálicas quadradas dispostas sobre um substrato extremamente fino, que foi colocado sobre a superfície da divisória. Sendo assim, foi verificado que a FSS pode melhorar o desempenho de um sistema WLAN, reduzindo a interferência proveniente de outros sistemas próximos. Em [40], Kiani et al. propuseram uma superfície seletiva em

frequência apta a refletir e absorver sinais de redes WLAN (5 GHz). Foi projetada uma FSS constituída de duas camadas, uma com dipolos cruzados de material condutor tradicional e a outra composta por dipolos cruzados de material resistivo, separadas entre si por uma distância de $\lambda/4$ (quarto de onda). Com o objetivo de melhorar a eficiência de uma rede WLAN, foi colocada na região interna do cômodo, a camada composta por dipolos cruzados de material resistivo. Desta forma, o sinal interno foi absorvido, sendo impedido de refletir nas paredes e, portanto, reduzindo a interferência devido aos múltiplos percursos. Na região externa do cômodo, foi implantada a camada formada por dipolos cruzados de material condutor, que é responsável por refletir os sinais de redes WLAN vizinhas e, consequentemente, reduzir a interferência cocanal. Esta FSS pode trazer diversos benefícios para uma empresa, como impedir o acesso não autorizado a uma rede privada ou ampliar um sistema com o aumento do número de canais (reuso de canais). Outra vantagem dessa FSS com dupla camada é permitir que outras faixas de frequência, como o GSM, por exemplo, possam trafegar através dela com efeito mínimo ou nulo. Nesta área, a FSS também pode ser encontrada em construções de arquitetura moderna, que utilizam vidros metalizados que são opticamente transparentes, mas seletivos em baixas frequências. Eles podem ser utilizados em janelas para limitar a cobertura da frequência de 2,45 GHz de uma rede local sem fio, por exemplo [8], [41], [42].

Foi apresentado por Nguyen *et al.* [43], um refletor de alto ganho para 94 GHz, que atua na zona de Fresnel, para utilização em radar de detecção de colisão para helicópteros. Este refletor, capaz de fazer correção de fase, é iluminado por uma antena com baixa perda de retorno. Para aumentar o desempenho da estrutura, foram combinadas 8 zonas de correção no centro da placa e 4 zonas em volta. A reflexão da fase de mais de 360º é atingida por meio da combinação de *patches* circulares e anelares distribuídos pela placa, confeccionados com técnicas de fotolitografia. A fonte primária é um guia de onda, cuja abertura foi coberta por uma FSS, caracterizando uma transmissão seletiva em frequência. A placa refletora pode ser vista na Figura 2.17. Os resultados obtidos mostraram que a antena apresenta 37,8 dBi na frequência central de 94 GHz com perda de retorno máxima de – 25 dB.

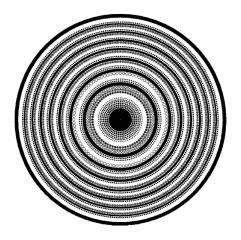


Figura 2.17: Placa refletora para região de Fresnel composta por *patches* circulares e anelares (Fonte: [43]).

Aplicações de superfícies seletivas em frequência baseadas em plasma foram apresentadas por Anderson *et al.* [44]. Esta FSS é formada por *patches* retangulares sobre material dielétrico e pode ter a capacidade de ser "ligada" ou "desligada", o que não é possível ter com FSS baseada em metais condutores. Com esta inovação, existe a possibilidade da FSS ser reconfigurada para operar em outras frequências, devido ao chaveamento de cada dipolo individualmente. Foram feitas simulações considerando que a estrutura era composta por um arranjo infinito de elementos e os resultados foram validados através de medições realizadas.

Uma lente hemisférica dielétrica, capaz de direcionar dois sinais de frequências diferentes para suas respectivas antenas, foi proposta por Thornton *et al.* em [45]. Duas superfícies seletivas em frequência foram colocadas lado a lado e inseridas poucos centímetros acima do plano de terra, com o intuito de refletir um sinal de frequência particular para sua respectiva antena. A Figura 2.18 apresenta a estrutura com o arranjo das duas FSS com o objetivo de aproveitar a maior área de reflexão possível.

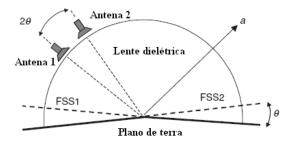


Figura 2.18: Lente dielétrica com duas superfícies seletivas em frequência (Fonte: [45]).

Isolação térmica provida por FSS foi proposta por Gustafsson *et al.* [46]. Esta técnica consiste em uma janela com FSS capaz de filtrar comprimentos de onda na faixa do infravermelho, possibilitando a isolação térmica em ambientes fechados e permitindo que sinais de telefonia celular e GPS possam ser acessados do seu interior sem atenuação. A FSS desenvolvida é composta por um arranjo de espiras em forma de hexágonos regulares, conhecidos pela largura de banda e estabilidade para diferentes ângulos de polarização. Em [47] foi apresentada uma superfície seletiva solar, uma FSS que é transparente na faixa de frequência onde as células solares são mais eficientes e é refletiva para frequências fora desta faixa. Esta solução pode ser mais explorada para coleta de energia solar, com o objetivo de aumentar a eficiência de painéis solares.

2.5 ESTADO DA ARTE

Pesquisas e projetos sobre superfícies seletivas em frequência vêm aumentando cada vez mais e, consequentemente, novas aplicações de FSS têm sido estudadas e desenvolvidas. Esta seção descreve o que foi e o que está sendo feito atualmente na área de superfícies seletivas em frequência. Serão apresentadas as pesquisas publicadas nos periódicos mais importantes da área e nos últimos cinco anos (2011 a 2015).

A concepção de isoladores e repetidores passivos de redes WLAN utilizando superfícies seletivas em frequência foi demonstrada por Raspopoulos *et al.* [48]. Foi projetada uma estrutura constituída por espiras quadradas estabelecidas sobre um substrato dielétrico convencional e que pode ser simplesmente fixada sobre as paredes de um ambiente. As dimensões da estrutura da FSS foram determinadas para operar na faixa de 2,4 GHz (IEEE 802.11b e g) e isolar sinais de outras faixas de frequência. Para validação, foi construído um ambiente interno e medido em câmara anecóica. Foram simulados três cenários: utilização de refletores feitos de madeira, superfície metálica e FSS. Os resultados obtidos apresentaram um significativo aumento da intensidade do sinal para o cenário com FSS em comparação aos obtidos com o refletor de madeira. As soluções alcançadas revelaram a possibilidade de utilizar a FSS como um repetidor passivo, com o objetivo de melhorar a cobertura do

sinal na faixa de frequência de operação, sem interferir em outros sistemas que trabalham em outras faixas de frequência.

A aplicação de uma superfície seletiva em frequência controlada para desenvolver etiquetas de identificação por rádio (RFID) de banda ultra larga (UWB) foi proposta por Lazaro et al. em [49]. Na estrutura projetada, são inseridos diodos PIN de chaveamento entre os dipolos do arranjo para o controle ativo da FSS. Logo, quando os diodos estão polarizados, a FSS apresenta um estado de baixa impedância, refletindo as ondas eletromagnéticas e apresentando alta seção reta de radar (RCS). Porém, quando os diodos não estão polarizados, a superfície seletiva em frequência muda para um estado de alta impedância e se torna transparente para a onda eletromagnética. Dessa forma, a etiqueta utiliza a mudança na seção reta de radar da FSS, que é conseguida chaveando os estados dos diodos, para modular a resposta de retroespalhamento no domínio do tempo, para um pulso de entrada de banda ultra larga. As principais contribuições desta pesquisa são a substituição da antena da etiqueta por uma FSS e a utilização da modulação da energia do pulso refletido devido à mudança no campo retroespalhado da FSS. Os resultados foram alcançados por meio de experimentos que apresentaram o benefício de desenvolver um leitor de RFID UWB de baixo custo, utilizando radares UWB comerciais em comparação aos analisadores de rede ou osciloscópios de banda larga que deixam o sistema mais caro. A Figura 2.19 ilustra o protótipo da etiqueta usada para medidas.

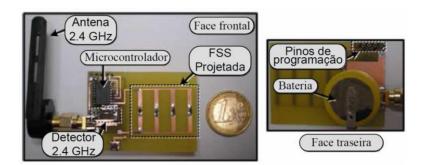


Figura 2.19: Protótipo de etiqueta de RFID (Fonte: [49]).

Yan *et al.* [50] apresentaram uma antena do tipo banda dupla com área efetiva compartilhada, baseada em superfície seletiva em frequência e que opera nas bandas L e C, para aplicações de radar de abertura sintética (SAR). Para obter uma ampla largura de banda, foram utilizados *patches* com geometria do tipo "gravata borboleta" como elementos irradiantes nas duas bandas, cujos centros de frequência são 1,3

GHZ para banda L e 5,2 GHz para banda C. A antena, ilustrada na Figura 2.20(a), possui cinco camadas. A primeira é uma antena na banda L, a qual é integrada por doze unidades de FSS, as quais têm a função de filtro passa-faixa para a antena na banda C. A terceira camada é uma antena na banda C e a quinta camada é composta por um plano de terra que serve como um plano refletor para ambas as bandas. Para otimizar o volume da estrutura, as antenas da banda C e L foram dispostas ortogonalmente para compartilhar a área efetiva. Cada unidade de FSS é composta por um anel hexagonal metálico e um *patch* hexagonal metálico com uma abertura hexagonal entre eles. O *patch* ainda possui seis aberturas tipo "duplo F", como mostra a Figura 2.20(b). Os resultados simulados mostraram que a largura de banda é de 16,2% e 26,8% para as bandas L e C, respectivamente, para $S_{11} \leq -10 \ dB$. Devido ao uso de FSS embarcada na antena da banda L, foi comprovada uma melhora no coeficiente de reflexão e na relação frente-costa da antena na banda C.

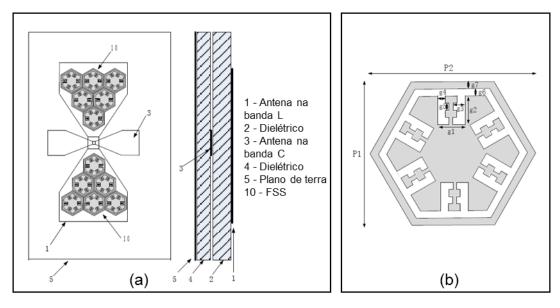


Figura 2.20: (a) Configuração da antena proposta, vista de cima e lateral; (b) célula unitária da FSS (Fonte: [50]).

No trabalho de Mahmood *et al.* [51], foi apresentada uma antena reconfigurável baseada em superfície seletiva em frequência ativa (AFSS). Esta antena é composta por 9 painéis representados por um eneágono com um dipolo, operando na frequência de 3,65 GHz, em seu centro. Cada painel é formado por 11 células unitárias de AFSS, as quais são responsáveis pela comutação do feixe da antena. A Figura 2.21(a) apresenta a célula unitária da AFSS, que possui formas quadradas com uma linha vertical entre elas. A continuidade desta linha indica que a AFSS é uma superfície

transparente para as ondas incidentes e quando esta linha possui uma abertura, a AFSS se torna refletiva e não permite que ondas atravessem a estrutura. Nesta abertura se encontra um diodo PIN, o qual pode ser comutado para *ON*, para tornar a AFSS transparente, ou ser comutado para *OFF*, com o objetivo de transformar a AFSS em uma superfície refletiva. Com isso, o comportamento do campo eletromagnético radiado do dipolo centralizado é influenciado pela estrutura AFSS que o envolve, ou seja, a direção de propagação é controla pela comutação dos diodos PIN. A Figura 2.21(b) mostra a antena AFSS vista de frente e de cima, apresentando os 4 lados transparentes e os 5 refletivos. Os resultados mostraram que a antena reconfigurável proposta pode ser aplicada em sistemas de comunicação celular.

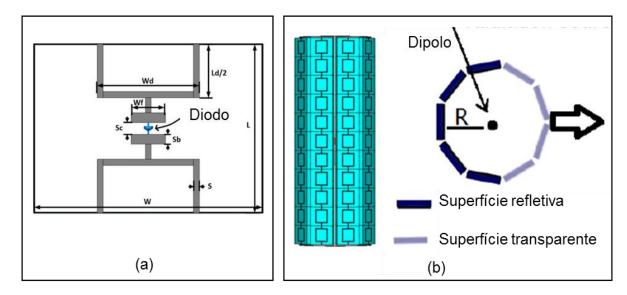


Figura 2.21: (a) Célula unitária da Superfície Seletiva em Frequência Ativa; (b) Vista de lado e de cima da antena AFSS proposta (Fonte: [51]).

Foi proposta por Sohail *et al.* [52], uma superfície seletiva em frequência que funciona como um filtro passa-faixa, filtrando uma banda larga de 4,8 GHz, em uma faixa de 7,76 GHz a 12,57 GHz. A FSS apresenta uma atenuação acima de 30 dB, a qual pode ser usada para proteger sinais de satélite na banda X (8-12 GHz) e outros sistemas operantes na mesma faixa de frequência. O projeto da célula unitária da FSS é composto por apenas duas espiras quadradas, as quais são impressas em superfícies opostas das duas camadas de substrato FR4, separadas por 1 mm, como apresenta a Figura 2.22. A FSS foi analisada pela variação do espaçamento entre as duas camadas de FR4 e foi concluído que a cada aumento de 0,5 mm resultava em um aumento de 5 dB na atenuação. Os resultados apresentaram uma resposta estável

para vários ângulos oblíquos de incidência, independente da variação de atenuação causada pelo aumento do espaçamento entre as duas camadas de substrato. Um dos benefícios deste projeto é o baixo custo para sua fabricação devido à sua simplicidade.

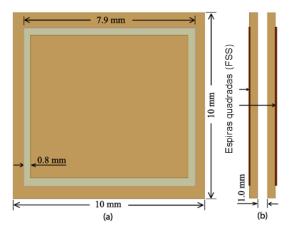


Figura 2.22: Célula unitária da FSS (a) Vista de cima e (b) Vista de lado (Fonte: [52]).

Apenas algumas aplicações de FSS foram apresentadas neste trabalho, entretanto, pode-se encontrar FSS em diversas aplicações e áreas da engenharia.

3 ANTENAS

3.1 INTRODUÇÃO

As antenas são elementos fundamentais em um sistema de comunicação sem fio. Elas são responsáveis por transformar uma onda eletromagnética de um meio guiado em onda eletromagnética irradiada no espaço livre. Do mesmo modo, a antena pode receber um sinal que se propaga no espaço e transformá-lo em uma onda guiada.

Com o avanço e o desenvolvimento das comunicações sem fio, novas técnicas de projeto de antenas vêm sendo desenvolvidas. Algumas aplicações como telefones celulares, GPS, WiFi, dispositivos RFID entre outras, requerem um tipo de antena que seja leve, simples e de baixo custo, como as antenas planares.

Neste capítulo são introduzidas algumas definições sobre antenas de modo geral. São abordados os parâmetros de desempenho de antenas, a classificação dos tipos de antenas e, em seguida, é apresentado o conceito de antenas planares, que é o tipo de antena adotado nessa pesquisa.

3.2 PARÂMETROS DE DESEMPENHO DE ANTENAS

Para análise do desempenho de uma antena é necessário definir os principais parâmetros que estão relacionados entre si e que podem ser aplicados a qualquer tipo de antena.

3.2.1 Polarização

A polarização de uma antena é definida como a polarização da onda transmitida pela antena. A Figura 3.1 apresenta uma onda polarizada em um meio dielétrico sem perdas, onde E é o campo elétrico e H é o campo magnético. Neste caso, o campo E oscila verticalmente ao longo do tempo, portanto, apresenta uma polarização vertical.

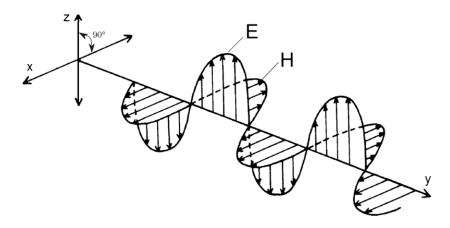


Figura 3.1: Representação de uma onda plana (Fonte: [54]).

A polarização das ondas eletromagnéticas pode ser classificada em três tipos, como mostra a Figura 3.2: linear, circular ou elíptica [53].

Na polarização linear, o vetor campo elétrico traça uma linha no espaço, onde a amplitude varia em função do tempo. Existem duas condições necessárias para haver uma polarização linear, as quais são:

- (a) O campo elétrico deve apresentar apenas uma componente.
- (b) O campo elétrico deve apresentar duas componentes com polarização linear, que estejam em fase ou defasadas temporalmente de 180º entre si.

A polarização linear pode ser vertical ou horizontal, quando o campo elétrico é vertical ou horizontal a uma superfície de referência, respectivamente. Em um enlace, as antenas de transmissão e recepção devem ser posicionadas de acordo com o mesmo tipo de polarização.

Na polarização circular, o vetor campo elétrico descreve um círculo no espaço e a amplitude se mantém constante. As condições necessárias e suficientes para ter polarização circular são as seguintes:

- (a) As duas componentes do campo elétrico devem ser polarizadas linearmente e ortogonais entre si.
 - (b) As duas componentes devem ter a mesma amplitude.
- (c) As duas componentes devem ser defasadas no tempo, de múltiplos ímpares de 90°.

Na polarização circular, o campo elétrico pode ser rotacionado no sentido horário ou no sentido anti-horário, obtendo-se uma polarização circular à direita ou à esquerda, respectivamente.

Na polarização elíptica, o vetor campo elétrico traça uma elipse no espaço e a amplitude varia em cada instante de tempo. Uma onda elipticamente polarizada pode ser representada pela soma de uma onda circularmente polarizada à direita com outra onda circularmente polarizada à esquerda, com amplitudes diferentes.

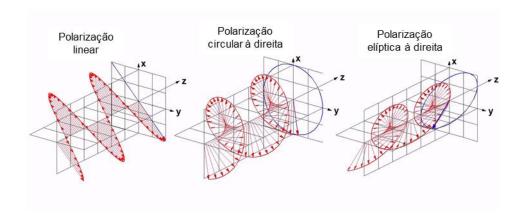


Figura 3.2: Tipos de polarização de ondas eletromagnéticas (Fonte: [53]).

3.2.2 Diagrama de Radiação

O diagrama de radiação, também conhecido como padrão de radiação, é um gráfico que representa as propriedades de radiação de uma antena na região de campo distante [53]. Os diagramas de radiação têm formato tridimensional (3D), mas devido à dificuldade em reproduzi-los através de medições, são geralmente apresentados em formato bidimensional (2D), na forma polar ou na forma retangular, como apresenta a Figura 3.3.

Os diagramas de radiação podem ser apresentados nos planos E e H, como mostra a Figura 3.4. O plano-E é o plano formado pelos eixos Y-Z (normalmente chamado de diagrama vertical) e que contém o vetor campo elétrico e a direção de máxima radiação. O plano-H é o plano formado pelos eixos X-Z, chamado de diagrama vertical para $\phi = 0^0$ [53]. O diagrama horizontal, por sua vez, representa o campo elétrico no plano X-Y.

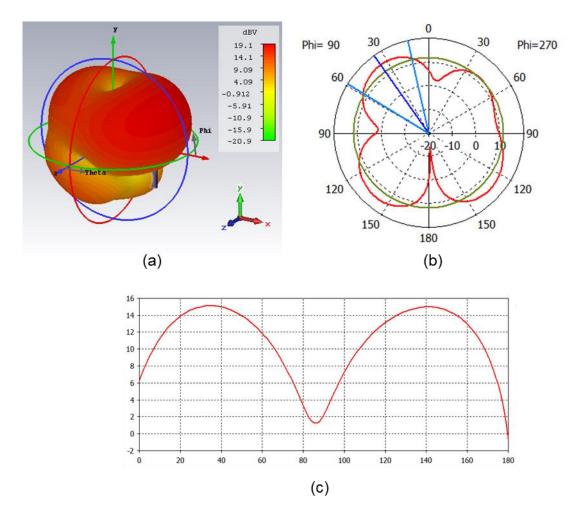


Figura 3.3: Diagrama de radiação (a) na forma tridimensional, (b) na forma polar e (c) na forma retangular.

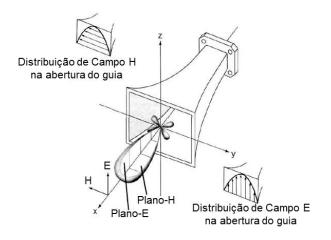


Figura 3.4: Planos E e H para o padrão de emissão de uma antena do tipo corneta piramidal (Fonte: [53]).

Em antenas que emitem radiação linearmente polarizada, seus diagramas de radiação podem ser representados nos planos vertical e horizontal. Para uma antena que irradia segundo polarização linear vertical, o diagrama de radiação vertical corresponde ao diagrama no plano-E e o diagrama de radiação horizontal é, analogamente, designado pelo diagrama no plano-H. No entanto, para uma antena que irradia segundo polarização linear horizontal, o seu diagrama de radiação horizontal corresponde ao diagrama no plano-E, enquanto que o diagrama de radiação vertical é representado pelo diagrama em plano-H [55].

A Figura 3.5 apresenta um diagrama de radiação de uma antena omnidirecional nos planos vertical e horizontal. Desta forma pode-se observar que a antena irradia uniformemente em todas as direções no plano horizontal, mas apresenta direções de radiação máxima e radiação nula no plano vertical [56].

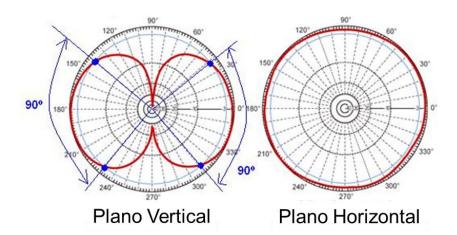


Figura 3.5: Diagrama de radiação nos planos vertical e horizontal de uma antena omnidirecional.

3.2.3 Diretividade

A diretividade de uma antena é definida como a relação entre a intensidade de radiação máxima (U_{max}) em uma determinada direção e a intensidade de radiação média de uma antena isotrópica ideal (U_0). Uma antena isotrópica é aquela que irradia uniformemente em todas as direções do espaço. A intensidade de radiação média é igual à potência radiada pela antena (P_{rad}) dividida por 4π [53].

$$D_{max} = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \tag{1}$$

3.2.4 Ganho

O ganho de uma antena é determinado pela razão entre a intensidade de radiação em uma dada direção do espaço e a potência total na entrada da antena (P_{ent}).

$$G = \frac{4\pi U_{max}}{P_{ent}} \tag{2}$$

No caso de uma antena sem perdas, o ganho seria igual à diretividade. O mesmo também pode ser calculado através do produto da diretividade (D) e a eficiência da antena (e) [53].

$$G_{max} = e^{\frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}}} = eD_{max} \tag{3}$$

3.2.5 Eficiência

A eficiência é definida pela razão entre a potência total radiada (P_{rad}) e a potência total de entrada da antena (P_{ent}). Também pode ser definida como a relação entre o ganho e a diretividade da antena. A eficiência é uma medida adimensional que pode variar entre 0 e 1 [57].

$$e = \frac{P_{rad}}{P_{ent}} = \frac{G}{D} \tag{4}$$

3.2.6 Largura de Feixe de meia potência (HPBW)

No diagrama de radiação de uma antena, é possível identificar a presença de uma região com maior concentração de energia, a qual é conhecida como lóbulo principal. As demais regiões, com menor intensidade de energia, são chamadas de lóbulos secundários ou laterais, os quais representam radiações em direções indesejáveis e que devem ser minimizadas. A largura de feixe é uma medida da capacidade da antena em concentrar a energia radiada em torno da direção do máximo do lóbulo principal.

A largura de feixe mais utilizada é a HPBW (*Half Power Beam Width*), que é definida pelo ângulo entre os pontos de 3 dB no do lóbulo principal, nos quais a potência radiada é a metade do valor máximo do feixe [53].

A Figura 3.6 mostra a largura de feixe de uma antena, a qual é associada aos lóbulos laterais, pois à medida que a largura do feixe diminui, o nível de lóbulos laterais aumenta e vice-versa.

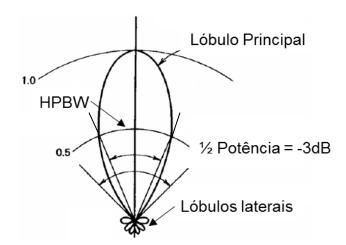


Figura 3.6: Diagrama de radiação de uma antena e seu ângulo de meia potência.

A largura de feixe está diretamente relacionada com a diretividade de uma antena, pois quanto mais estreito for o feixe, maior a sua diretividade e, portanto, maior o seu ganho.

3.2.7 Relação Frente-Costa

A relação frente-costa (RFC) de uma antena é a relação do nível do sinal do lóbulo principal (P₁) com o nível do sinal radiado na sua direção oposta (P'). Desta forma, a RFC é uma relação entre potências, normalmente expressa em dB, conforme a equação abaixo:

$$RFC(dB) = 10log_{10} \frac{P_1}{P_1}$$
 (5)

Em alguns casos, como na Figura 3.7, a relação frente-costa é definida como a razão entre as potências radiadas dentro do feixe definido pelos pontos de -3dB do lóbulo principal (P_{3dB}) e dentro do lóbulo oposto delimitado por um ângulo θ (P_{θ}) [56].

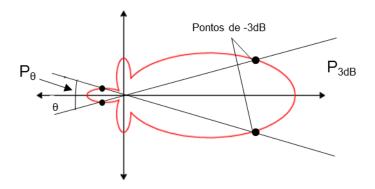


Figura 3.7: Diagrama de radiação de uma antena e sua relação frente-costa.

3.2.8 Largura de Banda

A largura de banda é definida como um intervalo entre duas frequências, na qual a antena deve funcionar dentro das normas técnicas vigentes da sua aplicação. As características fundamentais da antena devem ser iguais ao longo da sua banda de operação [53].

A largura de banda pode ser determinada pelo seu valor absoluto como:

$$BW(MHz) = f_2 - f_1 \tag{6}$$

ou também pode ser definida em porcentagem, como:

$$BW (\%) = 100 \frac{f_2 - f_1}{f_0} \tag{7}$$

onde f_2 e f_1 são, respectivamente, a máxima e a mínima frequência de operação e f_0 é a frequência central de operação.

A Figura 3.8 apresenta um critério para definir a largura de banda, em curvas de perda de retorno, onde o BW é encontrado quando o valor da perda de retorno é igual a -10 dB. Isto equivale a um coeficiente de reflexão de potência igual a 0,10, significando que 90% da potência que chega à antena é absorvida, havendo reflexão de 10% da mesma. Dentro da faixa da largura de banda, o VSWR da antena é o mais próximo possível de 1 e, quanto maior a atenuação, menor o VSWR. Estes critérios estão sendo adotados nesta dissertação para uma melhor compreensão da comparação dos resultados.

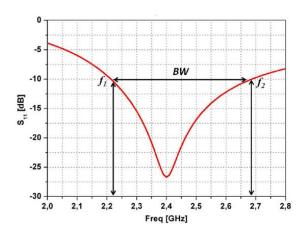


Figura 3.8: Critério adotado para definição da largura de banda.

3.2.9 Perda de Retorno

Perda de retorno é uma razão logarítmica, dada em dB, que compara a potência refletida (P_r) com a potência entregue (P_i) à antena pela linha de transmissão. Pode ser calculada através do coeficiente de reflexão de potência (Γ), que indica a proporção da potência incidente que é refletida devido a descasamentos de impedância [53].

$$RL(dB) = -20\log|\Gamma| = -20\log\sqrt{\frac{P_r}{P_i}}$$
 (8)

A perda de retorno também está relacionada com o VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*), que indica o grau de casamento entre a linha de transmissão e o elemento radiador.

$$RL(dB) = 20\log\left\{\frac{VSWR+1}{VSWR-1}\right\}$$
 (9)

3.2.10 Parâmetro de Espalhamento

Os parâmetros de espalhamento, ou parâmetros S, representam uma relação entre as ondas incidentes e as ondas refletidas nas portas de uma linha de transmissão [58]. A Figura 3.9 apresenta uma rede de duas portas, com a representação das ondas incidentes e refletidas nas portas 1 e 2.

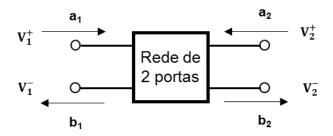


Figura 3.9: Representação do parâmetro de espalhamento.

Considerando que $V_1^+(a_1)$ é a amplitude da onda incidente na porta $1,V_1^-(b_1)$ é a amplitude da onda refletida na porta $1,V_2^+(a_2)$ é a amplitude da onda incidente na porta 2 e $V_2^-(b_2)$ é a amplitude da onda refletida na porta 2, a matriz de espalhamento (Matriz S) é definida em relação às ondas incidentes e refletidas como:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$
 (10)

onde: $b_1 = \frac{V_1^-}{\sqrt{Z_0}}$, $b_2 = \frac{V_2^-}{\sqrt{Z_0}}$, $a_1 = \frac{V_1^+}{\sqrt{Z_0}}$, $a_2 = \frac{V_2^+}{\sqrt{Z_0}}$ e Z_0 é a impedância característica da linha.

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \tag{11}$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \tag{12}$$

A partir das equações acima, obtidas através da matriz S, pode-se alcançar os parâmetros de espalhamento (S) com as seguintes condições:

- Condição a₂ = 0 é quando não há onda refletida pela carga Z_c (Z_c=Z₀),
 que é a condição de terminação casada de uma linha de transmissão,
 de impedância característica igual a Z₀.
- Condição a₁ = 0 é quando não há onda incidente na porta de entrada (porta 1), onde a impedância interna do gerador de RF (Z_g) é igual a Z₀ e a alimentação é fornecida pela porta 2.

O parâmetro S₁₁ é o coeficiente de reflexão ou perda de retorno na porta de entrada (porta 1) com a porta de saída (porta 2) terminada por uma carga casada:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2 = 0} \tag{13}$$

O parâmetro S₂₁ é o ganho de transmissão direto (ou perda por inserção) com a porta de saída (porta 2) terminada por uma carga casada:

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2 = 0} \tag{14}$$

O parâmetro S₂₂ é o coeficiente de reflexão ou perda de retorno na saída (porta 2) com entrada (porta 1) terminada por uma carga casada:

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1 = 0} \tag{15}$$

O parâmetro S₁₂ é o ganho de transmissão reverso (ou perda por inserção) com a porta de entrada (porta 1) terminada por uma carga casada:

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1 = 0} \tag{16}$$

3.2.11 Impedância de Entrada

A impedância de entrada de uma antena é definida como a impedância presente nos seus terminais de entrada. Pode ser calculada como a razão entre a tensão e a corrente em um par de terminais ou como a razão entre componentes de campos elétricos e magnéticos em um ponto [53].

Para uma antena isolada e considerada sem perdas, a impedância de entrada da antena (Z_A) pode ser calculada como a soma da resistência (R_A) e a reatância (X_A) da antena em seus terminais de entrada:

$$Z_A = \frac{V_A}{I_A} = R_A + jX_A \tag{17}$$

A impedância de entrada Z_A deve ter o valor mais próximo possível de Z_0 , que é a impedância característica da linha de transmissão, para que o coeficiente de reflexão (Γ) seja o menor possível. Quando os valores de Z_A e Z_0 são iguais, ocorre o casamento de impedância ($\Gamma=0$).

$$\Gamma = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \tag{18}$$

O conhecimento da impedância de entrada de uma antena é importante para obter o esperado casamento de impedância, que é fundamental para conseguir uma boa eficiência na transferência de energia do transmissor para a antena e vice-versa.

3.3 TIPOS DE ANTENAS

Existe uma grande variedade de tipos de antenas, que podem ser classificadas como filamentares, de abertura, refletoras, matriciais, com lente e planares.

3.3.1 Antenas filamentares

A antena de arame ou filamentar é o tipo mais comum de antena, por ser simples e versátil em diversas aplicações. As principais antenas filamentares são: dipolo, espiras e helicoides [53].

Os dipolos são antenas retas, sem aterramento, com o comprimento total igual ao comprimento de onda irradiado, de acordo com a sua faixa de frequência de operação. As antenas dipolo mais comuns são de meia onda e de um quarto de onda, que podem ser polarizadas horizontalmente ou verticalmente.

A antena dipolo de meia onda é formada por duas hastes condutoras, alimentadas pelo centro, por meio de uma linha de transmissão, onde a impedância de entrada varia de acordo com sua distância do solo em comprimento de onda (λ). Cada haste possui o tamanho de de $\lambda/4$, tendo o comprimento total de $\lambda/2$ (onde λ é o comprimento de onda), como mostra a Figura 3.10(a).

Antenas dipolo de quarto de onda ou monopolos, são formadas por um fio metálico retilíneo, com comprimento igual a 1/4 de comprimento de onda, colocado

sobre um plano condutor infinito (plano de terra), como apresenta a Figura 3.10(b). O campo produzido na região acima do plano de terra pelo monopolo é o mesmo que seria produzido por um dipolo de meia onda sem a presença do plano de terra.

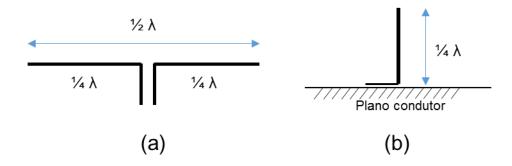


Figura 3.10: Antena dipolo (a) de meia onda e (b) de um quarto de onda.

As espiras podem ter formas circulares, retangulares, quadradas, elípticas, além de diversos outros tipos de configuração. A espira circular é a mais comum devido à simplicidade da sua construção e pode ser construída como uma bobina, onde o núcleo pode ser ar ou ferrite.

As antenas helicoidais são construídas na forma espiral ou de hélice a partir de um ou múltiplos condutores, possui polarização circular e permite gerar uma onda que se desloca na forma de uma espiral [59], como mostra a Figura 3.11.

O diâmetro da antena helicoidal corresponde a um terço do comprimento de onda e o espaçamento estre as espiras é aproximadamente igual a λ /4. [60]. Estas antenas são muito utilizadas em sistemas de navegação por satélite (GPS), uma vez que não precisam de ajuste de polarização.

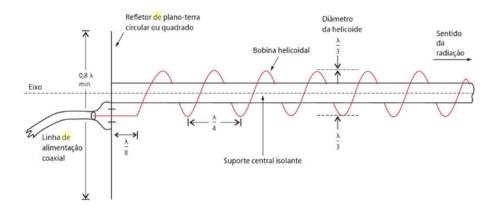


Figura 3.11: Antena Helicoidal (Fonte: [60]).

3.3.2 Antenas de abertura

As antenas de abertura são utilizadas em sistemas de altas frequências, onde o método padrão de alimentação é o guia de onda. Elas são inseridas na extremidade de um guia de onda de forma que se obtenha um casamento de impedância do guia de onda com o espaço livre. A Figura 3.12 apresenta as principais antenas de abertura, que são as antenas corneta setorial, piramidal e cônica. As antenas corneta possuem excelentes ganho e diretividade, os quais dependem diretamente das dimensões da antena [60].

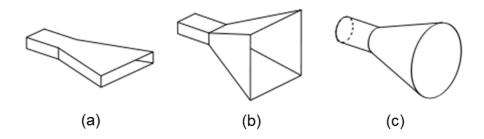


Figura 3.12: Antenas corneta (a) setorial, (b) piramidal e (c) cônica (Fonte: [53]).

3.3.3 Antenas refletoras

As antenas refletoras são antenas que possuem um refletor parabólico capaz de concentrar os feixes de onda perpendiculares ao plano da antena em um ponto focal, onde a antena é posicionada.

A superfície refletora possui alguns tipos de configurações físicas em relação ao tipo de alimentação. Na Figura 3.13, a antena da esquerda ilustra um refletor parabólico com alimentador frontal e a da direita apresenta um refletor parabólico com um sub-refletor também parabólico no foco da parábola, chamado de *Cassegrain* [53].

O refletor parabólico é geralmente utilizado com uma antena dipolo ou corneta cônica para transmissão e recepção. Na transmissão, a antena irradia o sinal para o refletor que reflete as ondas em feixes paralelos estreitos e, na recepção, o refletor recebe o sinal e reflete as ondas em direção à antena no ponto focal. Na antena cassegrain, o sinal da antena atinge o sub-refletor, que reflete as ondas eletromagnéticas para o refletor maior, o qual irradia o sinal em feixes paralelos.

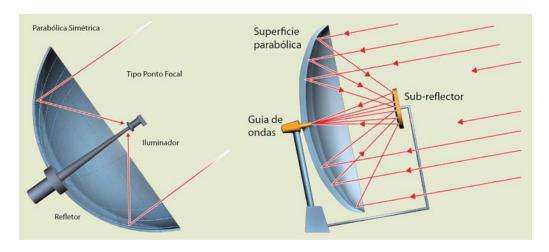


Figura 3.13: Antena refletora com alimentação frontal e com alimentação *Cassegrain* (Fonte: [61]).

3.3.4 Antenas matriciais (arranjo)

Muitas aplicações exigem características de radiação que não podem ser realizáveis por um simples elemento. Nesses casos, é possível agregar elementos radiantes em um arranjo geométrico e elétrico de elementos, resultando em características de radiação desejadas [53].

As antenas matriciais podem ser formadas por um arranjo de estruturas do tipo filamentar, de abertura, microfita, etc. A Figura 3.14 apresenta alguns exemplos típicos de arranjo de antenas.

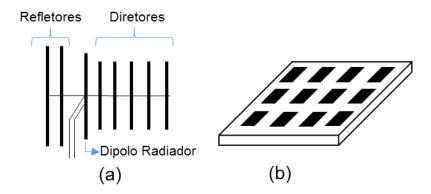


Figura 3.14: Configurações típicas de arranjo de antenas. (a) Yagi-Uda e (b) Antena de microfitas com elementos de radiação indicados pela cor escura.

O arranjo mais comum é a antena Yagi-Uda, que é formada por um conjunto de dipolos em paralelo onde o principal é o excitador e os demais são refletores e

diretores, os quais têm a função de elevar o ganho da antena e sua relação frentecosta, respectivamente.

3.3.5 Antenas com lente

As antenas com lente são antenas que possuem uma lente dielétrica colocada na frente do elemento radiador para concentrar a energia irradiada em um feixe estreito ou para concentrar a energia recebida no receptor, que pode ser um dipolo ou uma antena corneta. A lente recebe ondas esféricas de uma fonte (por exemplo, uma antena corneta) e as concentra em ondas planas, como mostra a Figura 3.15 [53]. As dimensões das antenas com lente são extremamente grandes para frequências baixas e por isso elas são utilizadas na faixa milimétrica, acima de 40 GHz [60].

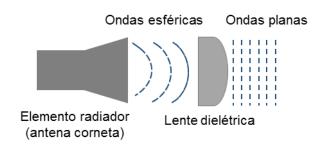


Figura 3.15: Funcionamento de antenas com lentes dielétricas.

3.3.6 Antenas de microfita

A antena de microfita, que também é conhecida como antena *patch* ou antena planar, é o tipo de antena utilizada neste trabalho e será abordada com mais detalhes na próxima seção.

3.4 ANTENAS DE MICROFITA

As antenas de microfita, que também são chamadas de antenas impressas, são antenas construídas a partir de técnicas de fabricação de circuito impresso. Elas são formadas por um elemento metálico plano (*pach*) sobre um plano de terra, separados por uma camada de dielétrico (substrato).

O conceito de antenas de microfita foi desenvolvido por Deschamps em 1953 nos EUA e em 1955, Gutton e Baissinot patentearam a primeira antena impressa na França [62], [63]. Tais antenas começaram a ser fabricadas, no entanto, somente na década de 70, por Howell e Munson [64], [65]. Nesta época, havia muito interesse por antenas que fossem leves, pequenas, de baixo custo e com fácil adaptação a diferentes superfícies para aplicações espaciais e militares. Desde então, a antena de microfita se tornou cada vez mais conhecida e tem sido amplamente pesquisada e utilizada em várias aplicações de sistemas de comunicação sem fio.

As antenas de microfita possuem diversas vantagens em relação às antenas convencionais de micro-ondas, pois são leves, com volume reduzido, econômicas e simples de fabricar. Com elas tem-se a possibilidade de obter polarizações lineares ou circulares com uma simples mudança da posição do ponto de alimentação e podem ter a implantação da linha de alimentação e circuitos de casamento de impedâncias na sua própria estrutura. As antenas de microfita possuem baixo perfil planar, podendo se adaptar a estruturas de diversas formas e tem-se a facilidade de obter mais de uma frequência de operação, com uma simples mudança de dimensão do elemento radiante, entretanto, possuem algumas desvantagens quando comparadas com antenas de micro-ondas tradicionais, em razão de possuir largura de banda limitada, baixo ganho e potência de radiação reduzida. Além disso, apresentam a possibilidade de propagação de ondas de superfície, resultando em uma redução da eficiência, além de ter radiação indesejada produzida pela estrutura de alimentação, quando esta se encontra no mesmo plano do elemento radiante.

Atualmente, as antenas de microfita são empregadas em diversas aplicações, como em comunicações via satélite, GPS, radares, sensoriamento remoto, sistemas de comunicação sem fio, comando e controle, telemetria de mísseis e aplicações médicas [66].

3.4.1 Definição da estrutura da antena

A estrutura de uma antena de microfita é composta basicamente por um *patch*, um substrato e um plano de terra. A Figura 3.16 apresenta o projeto de uma antena de microfita, constituída por um *patch* metálico de comprimento L, largura W e

espessura t ($t \ll \lambda_0$, onde λ_0 é o comprimento de onda no espaço livre), um substrato dielétrico de espessura h ($h \ll \lambda_0$) com permissividade elétrica ε_r e um plano de terra.

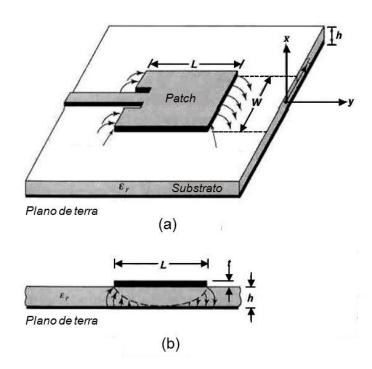


Figura 3.16: Antena de microfita (a) vista de cima e (b) vista lateral (Fonte: [53]).

O comprimento L do *patch*, parâmetro que influencia a frequência de operação da antena, é geralmente dimensionado para que seja metade do comprimento de onda. A largura W do *patch*, que influencia na largura de banda da antena, é dimensionada para que seu valor inicie com W = 1,5L e varie até alcançar uma largura de banda aceitável [53]. Para antenas de microfita, cujo *patch* seja circular, o diâmetro da antena varia de $0,55\lambda$ a $0,59\lambda$ [60].

A estrutura pode ser projetada para que sua radiação seja normal ao *patch* (radiação *broadside*) ou na direção axial ao *patch* (radiação *end-fire*), dependendo da escolha do modo de alimentação.

3.4.2 Definição do patch

O elemento metálico radiante da antena, conhecido como *patch*, pode apresentar qualquer forma geométrica e ser constituído por cobre ou outro material bom condutor. O formato do *patch* influencia na distribuição de corrente e, portanto,

na distribuição do campo eletromagnético na superfície da antena. Além disso, influencia na frequência de ressonância, na polarização e na impedância da antena.

O *patch* pode ser representado de diversas formas como quadrado, retangular, dipolo, circular, elíptico, triangular entre outros tipos de configuração. A Figura 3.17 apresenta os principais tipos de formatos de *patch* em antenas de microfita.

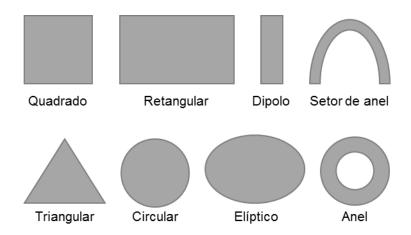


Figura 3.17: Representação dos tipos de formatos de patch.

Os patches de forma quadrada, retangular, circular e dipolo são as geometrias mais comuns porque possuem uma análise simples e fácil fabricação, além de ter características de radiação atrativas, especialmente com baixa polarização cruzada [53].

Os patches de forma quadrada e retangular são as geometrias mais utilizadas em antenas de microfita. Estes patches costumam ter maiores larguras de banda e podem ser empregados para gerar polarização circular. Os patches circulares e elípticos também são geometrias bastante adotadas e apresentam menor ganho e largura de banda em comparação à geometria retangular [67].

Os patches triangulares possuem uma tendência de gerar níveis altos de polarização cruzada devido à sua falta de simetria. Patches duplamente polarizados podem utilizar esta forma geométrica embora a largura de banda seja muito estreita [67].

Os *patches* em formato de anel também possuem ganho e largura de banda limitada, além de dificuldade para obter um bom casamento de impedância. Já os *patches* em forma de dipolos são interessantes porque possuem uma largura de banda maior e ocupam menos espaço [53].

Para melhorar algumas características da antena de microfita, outros formatos mais complexos têm sido desenvolvidos, como a antena gravata-borboleta (*bowtie antenna*), antena *loop*, antena F invertido, linha sinuosa entre outros.

3.4.3 Definição do substrato

A definição do substrato é de suma importância para um projeto de antena de microfita, pois suas características influenciam diretamente o desempenho da antena. Os parâmetros do substrato que precisam ser analisados são a constante dielétrica, a tangente de perdas e a espessura.

A escolha da constante dielétrica do substrato é fundamental devido à sua influência na frequência de ressonância, nas dimensões e na largura de banda da antena. Uma constante dielétrica alta permite diminuir o tamanho da antena, porém reduz a largura de banda, a eficiência e, consequentemente, o seu ganho [53].

Uma tangente de perdas alta pode diminuir a eficiência da antena e aumentar as perdas na alimentação. Por isso, é recomendado utilizar substrato com uma baixa tangente de perdas e com a menor constante dielétrica possível, de acordo com os requisitos de dimensão da antena.

Na antena de microfita, parte das linhas de campo é radiada para o ar e o restante penetra no substrato, que geram ondas de superfície, resultando em perda de parte da potência que se deseja radiar pela antena. Dessa forma, a espessura do substrato influencia na propagação destas ondas, pois quanto maior a espessura, maior a propagação de ondas de superfície que degradam as características de radiação e, consequentemente, diminui a eficiência da antena. Por outro lado, um substrato espesso aumenta a largura de banda, que é um parâmetro desejado no projeto de uma antena. Para definir o limite da espessura h do substrato, é recomendado cumprir a seguinte condição [68]:

$$h \le \frac{0.3 c}{2\pi f_{max} \sqrt{\varepsilon_r}} \tag{19}$$

onde c é a velocidade da luz, f_{max} é a frequência máxima de operação da antena e ε_r é a constante dielétrica relativa do substrato.

O substrato da antena de microfita é formado por um material dielétrico que, geralmente, é constituído por alumina ou teflon, os quais possuem excelentes características, porém com custo elevado, o que limita seu uso em diversas aplicações. O FR-4 é outro tipo de substrato muito utilizado, formado de epóxi em fibra de vidro, sendo um material de baixo custo, porém apresenta alta perda dielétrica. Normalmente, os substratos adotados apresentam com constante dielétrica variando entre 2,2 e 12 [53].

A tabela 3.1 apresenta alguns tipos de substratos utilizados na fabricação de antenas de microfita e suas principais características: constante dielétrica relativa e tangente de perdas.

Tabela 3.1: Propriedades de alguns materiais utilizados como substrato [69]

Material	Constante dielétrica	Tangente de perdas
	\mathcal{E}_r	$ an \delta$
PTFE não reforçado	2,10	0,0004
PTFE com fibra de vidro	2,33	0,00115
PTFE reforçado com quartzo	2,47	0,0006
Teflon	2,08	0,00037
FR-4	4,4	0,02
RT / Duroid 5880	2,26	0,0018
RT / Duroid 6006	6,36	0,0017
Epsilam 10	10,3	0,0004
Óxido de poliolefina	2,55	0,00016
Ultralam 2000	2,50	0,0019
Cerâmica de alumina	9,6 – 10,1	0,0004
AD/1000	10,2	0,0023

3.4.4 Técnicas de alimentação

A alimentação de uma antena planar pode ser através de diversas formas, como por cabo coaxial, linhas de microfita, linhas de fendas, acoplamento por abertura, acoplamento por proximidade, dentre outras. A definição do tipo de alimentação depende de muitos fatores, principalmente do casamento de impedâncias.

A seguir, serão abordadas as técnicas mais comuns de alimentação de antenas de microfita.

3.4.4.1 Alimentação via cabo coaxial

Na alimentação através de cabo coaxial, o condutor interno do cabo coaxial é conectado ao *patch* radiante na parte superior da antena e o condutor externo é conectado ao plano de terra da estrutura, como pode ser visto na Figura 3.18.

Este modo de alimentação é de fácil construção, facilita o casamento de impedâncias e produz baixas radiações espúrias, porém possui difícil modelagem e largura de banda estreita [70].

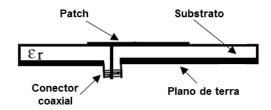


Figura 3.18: Alimentação através de cabo coaxial (Fonte: [67]).

3.4.4.2 Alimentação via linha de microfita

Na alimentação por linha de microfita, a linha de alimentação é uma linha de microfita condutora conectada diretamente à extremidade do *patch* radiante no mesmo plano (substrato). Geralmente esta linha de microfita possui largura muito menor em relação à largura do *patch* e aparenta ser uma extensão da estrutura radiante, como apresenta a Figura 3.19.

Este tipo de alimentação é de simples fabricação, facilita o casamento de impedâncias e possui fácil modelagem, entretanto, com o aumento da espessura do substrato, as ondas de superfície aumentam, ocasionando uma limitação da largura de banda [71].

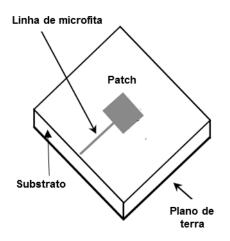


Figura 3.19: Alimentação através de linha de microfita (Fonte: [67]).

3.4.4.3 Alimentação via acoplamento por proximidade

A alimentação através de acoplamento por proximidade utiliza dois substratos dielétricos diferentes, de tal forma que a linha de alimentação esteja entre os dois substratos e o *patch* radiante sobre o substrato superior, como ilustra a Figura 3.20. Desta forma, os substratos podem ser definidos separadamente a fim de melhorar o desempenho da antena.

O substrato superior pode ter uma espessura maior, com permissividade baixa para aumentar a largura de banda e, o substrato inferior pode ser mais fino, com permissividade alta para evitar radiações indesejadas do alimentador. A principal desvantagem desta técnica é a dificuldade de fabricação, pois as duas camadas de substratos precisam de um bom alinhamento para obter o acoplamento adequado [66].

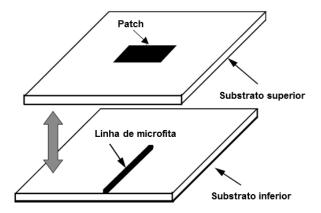


Figura 3.20: Alimentação através de acoplamento por proximidade (Fonte: [67]).

3.4.4.4 Alimentação via acoplamento por abertura

Na alimentação através de acoplamento por abertura, são adotados dois substratos separados por um plano de terra, como mostra a Figura 3.21. No substrato inferior, se localiza a linha de alimentação de microfita e no substrato superior, o *patch* radiante. O acoplamento entre a linha de microfita e o *patch* acontece através de uma pequena abertura no plano de terra entre os substratos [70].

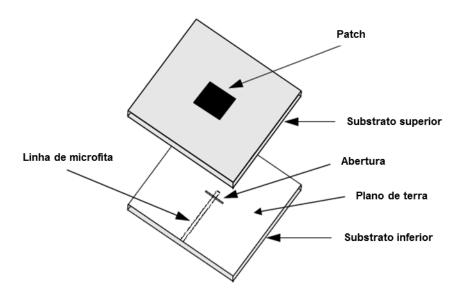


Figura 3.21: Alimentação através de acoplamento por abertura (Fonte: [67]).

4 PROJETO E SIMULAÇÃO DA ANTENA E FSS

Este capítulo apresenta o desenvolvimento do projeto da integração de uma superfície seletiva em frequência com uma antena de microfita de banda dupla para aumentar o seu desempenho, melhorando os parâmetros de radiação como diretividade, ganho, relação frente-costa e largura de banda. A partir dos conceitos teóricos sobre antenas e superfícies seletivas em frequência, apresentados nos capítulos anteriores, foi possível criar este projeto composto por três fases.

Na primeira fase do projeto, foi desenvolvida uma antena de microfita com duas bandas de frequência de operação, dentro do espectro de frequência ISM (*Industrial Sientific and Medical*), que compreende as faixas de 2.400 MHz a 2.483,5 MHz e de 5.725 MHz a 5.850 MHz. As faixas de frequência ISM foram definidas pela ITU

(International Telecommunication Union) e são bandas reservadas para o desenvolvimento industrial, científico e médico, sem necessidade de licenciamento, porém com normas que limitam os níveis de potência de transmissão. Atualmente, as faixas de frequência ISM 2400 e 5800 são utilizadas pelos sistemas WLAN (padrão IEEE 802.11).

A segunda fase do projeto foi composta pelo desenvolvimento de uma superfície seletiva em frequência que opera nas mesmas faixas de frequência da antena projetada. O requisito da FSS ter as mesmas bandas de operação, ou uma banda maior que abranja a faixa de frequência da antena, é fundamental para a integração da antena com a FSS.

Na terceira fase, foi implementada a junção da antena com a superfície seletiva em frequência. Nesta integração, a FSS é posicionada atrás da antena, como uma segunda camada de substrato, permitindo a passagem de sinais fora da banda de operação e refletindo os sinais dentro da banda de operação da antena.

Serão apresentados, além dos detalhes das três fases do projeto, os resultados das simulações realizadas com a antena, com a FSS e com a integração da antena e a FSS. Para realização das simulações computacionais, foi utilizado o *software CST Microwave Studio*.

4.1 ANTENA DE MICROFITA

A antena de microfita foi projetada com o propósito de operar em duas frequências de ressonância dentro de dois segmentos muito utilizados da banda ISM, o primeiro de 2,4 GHz a 2,4835 GHZ e o segundo de 5,725 GHz a 5,85 GHz. Um dos objetivos do projeto foi fazer com que a largura de banda da antena abrangesse a banda de 83,5 MHz da primeira faixa de frequência ISM e a banda de 125 MHz da segunda faixa ISM.

4.1.1 Projeto da antena

O projeto da antena de microfita é formado pela escolha da geometria, do substrato, do plano de terra e da técnica de alimentação. Estas definições devem sempre estar de acordo com as características desejadas da antena.

A escolha da geometria da antena foi baseada no trabalho proposto por Tizyi [72], o qual apresenta uma antena de banda dupla para aplicações de RFID. As dimensões da antena proposta foram alteradas para obter melhores características de radiação de acordo com os requisitos do projeto.

Como apresenta a Figura 4.1, a antena é alimentada através de uma linha de microfita e sua geometria é composta por um *patch*, uma espira retangular e dois *stubs*, sendo o de sintonia localizado no plano de terra e o *stub* de casamento, perpendicular à linha de alimentação, sendo posicionado próximo ao conector para adaptação de impedâncias ou compensação de pequenos descasamentos. O *stub* de casamento possui dois ajustes para uma melhor adaptação, que é o comprimento do *stub* e a distância do *stub* à carga (conector).

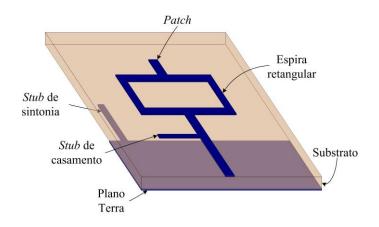


Figura 4.1: Projeto da antena de microfita.

A antena foi projetada para ter um plano de terra truncado com o objetivo de aumentar a largura de banda. Segundo Valdez [5], ao acrescentar um corte no plano de terra, é possível ter uma redução na frequência de ressonância, o que permite reduzir o tamanho da antena para que a frequência de ressonância volte ao valor pretendido. Dessa forma, o plano de terra truncado favorece a redução da dimensão da antena, além de aumentar a largura de banda.

Durante o projeto, foram feitas variações paramétricas nas dimensões do sistema, visando otimizar a resposta em frequência nas respectivas bandas. As dimensões finais que revelaram os melhores parâmetros de radiação, conforme a Figura 4.2, são: Lp = 6 mm e Wp = 2 mm para o *patch*; S = 10 mm e Ws = 13,8 mm

para a espira retangular; Lf = 19 mm e Wf = 3 mm para a linha de alimentação; Lst = 10 mm, Yst = 8,7 mm e Wst = 1 mm para o *stub tuning*; Wg = 40 mm e Lg = 12 mm para o plano de terra; d = 1 mm, Wstub = 1 mm e Lstub = 9 mm para o *stub* no plano de terra.

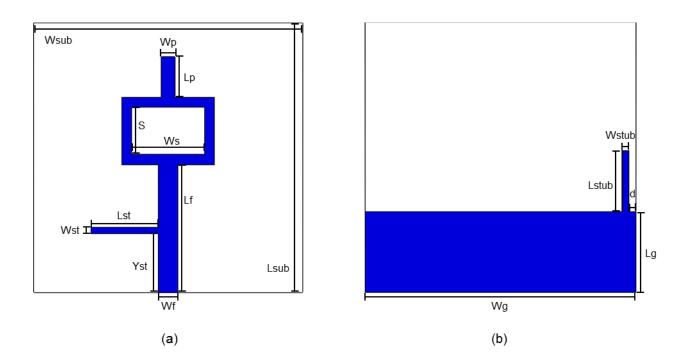


Figura 4.2: Geometria e dimensões da antena projetada. (a) Vista frontal e (b) Vista traseira.

O substrato utilizado na antena foi de fibra de vidro (FR-4), devido ao seu baixo custo e facilidade de fornecimento, o qual possui permissividade elétrica ε_r igual a 4,4 e tangente de perdas ($tg\delta$) igual a 0.025. As dimensões do substrato utilizado no projeto da antena foram: comprimento de 40 mm (Lsub), largura de 40 mm (Wsub) e espessura de 1,6 mm (t_{sub}). A Figura 4.3 apresenta a vista lateral da antena.

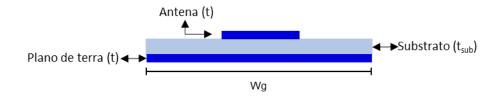


Figura 4.3: Vista lateral da antena.

4.1.2 Simulação da antena

Após o projeto, a antena foi simulada através do software CST Microwave Studio, que utiliza a técnica de integração finita (FIT - Finite Integration Technique) para análise da estrutura.

Com a simulação da antena, notou-se, através do coeficiente de reflexão, a viabilidade técnica de utilizar a antena nas duas bandas requeridas, como mostra o gráfico de perda de retorno na Figura 4.4. A partir deste gráfico, pode-se observar os valores mínimos de perda de retorno e as duas frequências de ressonância obtidas pela antena. Também pode-se determinar a largura de banda para cada frequência de ressonância, que neste trabalho é quando a perda de retorno é igual a -10 dB.

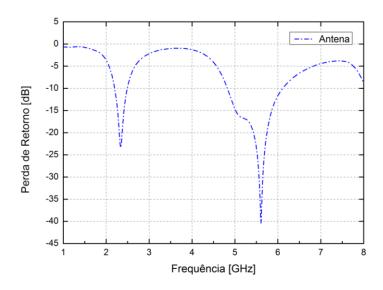


Figura 4.4: Gráfico de perda de retorno (S₁₁) da antena.

A antena simulada apresentou para primeira frequência, ressonância igual à 2,34 GHz com -23,3 dB de perda de retorno e largura de banda de 300 MHz (2,2 GHz a 2,5 GHz). A sua segunda frequência de ressonância foi de 5,6 GHz com -40,4 dB de perda de retorno e largura de banda de 1,3 GHz (4,8 GHz a 6,1 GHz).

Durante a variação paramétrica dos valores das dimensões da antena na simulação, foi observado que o tamanho do *stub* no plano de terra foi a principal influência na definição da primeira frequência de ressonância e a altura S da espira retangular no elemento radiante influenciou bastante para encontrar a segunda frequência de ressonância desejada.

Os parâmetros de radiação da antena foram simulados para cada frequência de ressonância e seus resultados podem ser vistos na Tabela 4.1 e na Figura 4.5.

Tabela 4.1: Resultados simulados dos parâmetros de radiação da antena.

Parâmetros de	Frequência	Frequência 5,6 GHz	
radiação	2,34 GHz		
Ganho	1,8 dBi	4,3 dBi	
Diretividade	2,0 dBi	5,5 dBi	
Relação frente-costa	0,6 dB	7,9 dB	
HPBW	90,8°	46,40	
VSWR	1,1	1,0	

As Figuras 4.6 e 4.7 apresentam o diagrama de radiação polar nos planos E e H, nas frequências 2,34 GHz e 5,6 GHz, respectivamente, e a Figura 4.8 ilustra o diagrama de radiação na forma tridimensional para as duas frequências de ressonância da antena.

Nos diagramas de radiação, pode-se observar que há bastante radiação na direção oposta (θ =180°) ao lóbulo principal (θ =0°), o que leva a baixos valores de relação frente-costa. Isto acontece devido ao plano de terra ser truncado, pois uma parte da radiação da antena não é refletida pelo plano de terra.

Pode-se concluir que a largura de banda de 303,4 MHz, obtida na frequência 2,34 GHz, abrangeu toda a banda de 83,5 MHz da primeira faixa de frequência ISM e que a largura de banda de 1,29 GHz, obtida na frequência 5,6 GHz compreendeu toda a banda de 125 MHz da segunda faixa de frequência. Foram obtidos valores satisfatórios na simulação de todos os parâmetros de radiação da antena e pode-se constatar que os valores obtidos de largura de banda e de ganho da antena simulada foram melhores que os da antena proposta pelo trabalho [72], no qual o projeto da antena foi baseado.

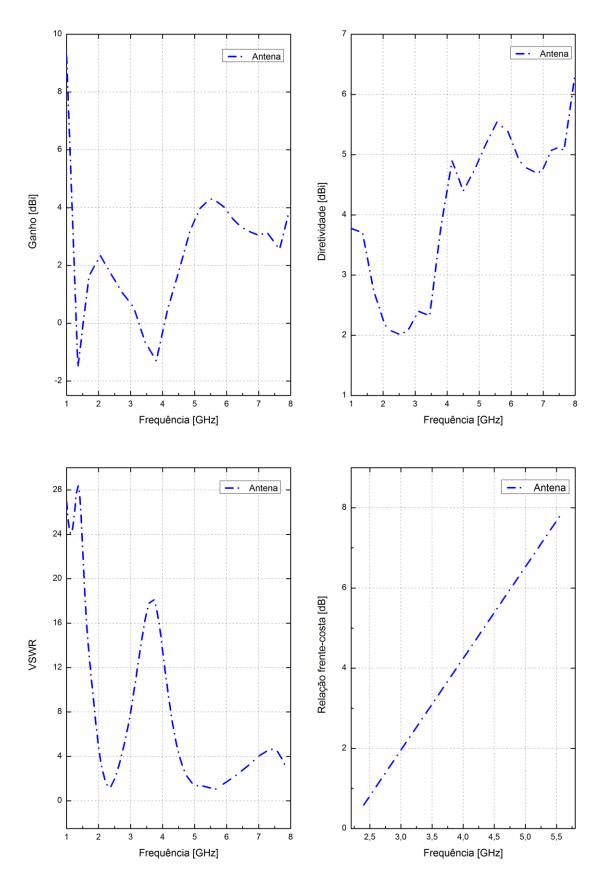


Figura 4.5: Resultados simulados dos parâmetros de radiação da antena: Ganho, Diretividade, VSWR e Relação frente-costa.

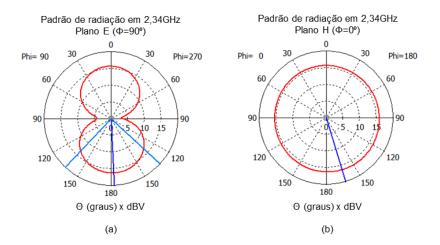


Figura 4.6: Diagrama de radiação simulado para a frequência 2,34 GHz no (a) plano E e no (b) plano H.

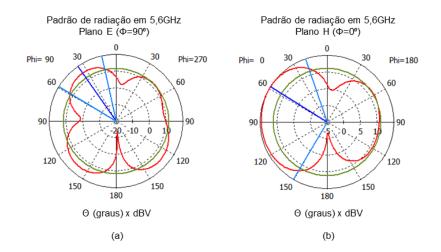


Figura 4.7: Diagrama de radiação simulado para a frequência 5,6 GHz no (a) plano E e no (b) plano H.

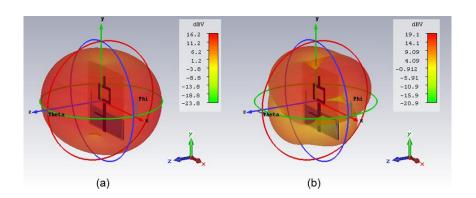


Figura 4.8: Diagrama de radiação em 3D para a frequência (a) 2,34 GHz e (b) 5,6

4.2 SUPERFÍCIE SELETIVA EM FREQUÊNCIA

A superfície seletiva em frequência foi desenvolvida com o objetivo de aumentar o desempenho da antena de banda dupla descrita na seção anterior. A FSS é capaz de melhorar os parâmetros de radiação da antena, como ganho, diretividade, relação frente-costa e largura de banda. Para isso, ela precisa operar nas mesmas frequências de ressonância da antena e/ou operar em faixas de frequência iguais ou maiores que as bandas de operação da antena.

Desse modo, a superfície seletiva em frequência foi projetada para operar em faixas de frequência que abranjam, além das bandas ISM, as bandas de operação da antena, que são: 2,2 GHz a 2,5 GHz e 4,8 GHz a 6,1 GHz.

4.2.1 Projeto da FSS

O projeto da superfície seletiva em frequência é composto pela definição da geometria dos elementos, das dimensões da estrutura, do substrato e da distância entre as células unitárias.

A geometria escolhida para os elementos da FSS foi a espira quadrada dupla devido aos seus diversos benefícios, principalmente por sua capacidade de obter duas frequências de ressonância. Como demonstrado no capítulo 2, a espira quadrada apresenta o melhor desempenho em relação aos demais tipos de geometria, oferece estabilidade angular e de polarização, maior largura de banda e, devido ao seu grande comprimento elétrico, permite obter dimensões reduzidas para as faixas de frequência desejadas.

As superfícies seletivas em frequência são projetadas com base na ressonância dos elementos. Devido à espira quadrada ressoar quando seu comprimento é múltiplo de λ , foi possível estimar os valores do seu tamanho para a realização da simulação. Foram feitas variações paramétricas das dimensões da espira quadrada dupla para encontrar a dimensão final de acordo com os requisitos do projeto.

A Figura 4.9 apresenta a geometria da espira quadrada dupla e suas dimensões, as quais são: $D_1 = 15,7$ mm, $W_1 = 1$ mm, $D_2 = 12$ mm, $W_2 = 1$ mm, $Q_1 = 0,5$ mm, $Q_2 = 0,85$ mm e p = 16,2mm.

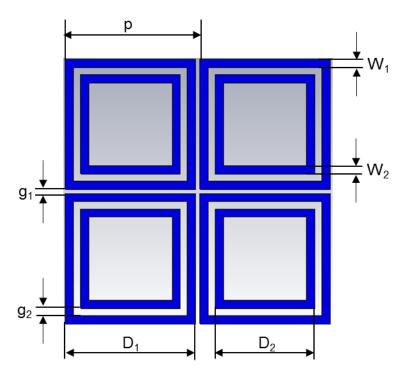


Figura 4.9: Arranjo de espiras quadradas mostrando a geometria das células unitárias e seus parâmetros de projeto.

Como a FSS será aplicada em uma antena com dimensões de 40 mm x 40 mm, ela precisa ter aproximadamente o dobro desta dimensão para receber a maior quantidade possível de energia proveniente da antena. Por isso, a FSS foi projetada para ter 25 células unitárias, 5 linhas e 5 colunas de espiras quadradas duplas com 0,5 mm de distância entre elas.

A periodicidade (p) de uma célula unitária equivale ao seu comprimento mais a distância até a célula vizinha, logo p = 16,2mm. A partir do valor da periodicidade e do número de células unitárias, pode-se calcular a dimensão total da FSS, que é de 81 mm x 81 mm (5 x 16,2 mm), como mostra a Figura 4.10. Para ter uma margem de segurança em torno dos elementos, a dimensão definitiva da FSS foi definida como 85 mm x 85 mm.

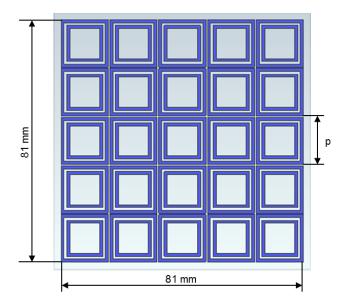


Figura 4.10: FSS com 25 células.

O substrato utilizado na superfície seletiva em frequência foi de fibra de vidro (FR-4) com permissividade elétrica ε_r de 4,4 e espessura de 1,6 mm (t_{sub}). A espessura total da FSS ficou estabelecida com 1,635 mm, como apresenta a Figura 4.11.



Figura 4.11: Vista lateral da FSS.

4.2.2 Simulação da FSS

A superfície seletiva em frequência foi simulada, através do *software CST Microwave Studio*, a partir de uma célula unitária de espira quadrada dupla.

A Figura 4.12 ilustra o gráfico do coeficiente de reflexão (S_{11}) e do coeficiente de transmissão (S_{21}) obtido através da simulação. A partir deste gráfico, pode-se observar as duas frequências de ressonância com suas respectivas larguras de banda obtidas pela FSS.

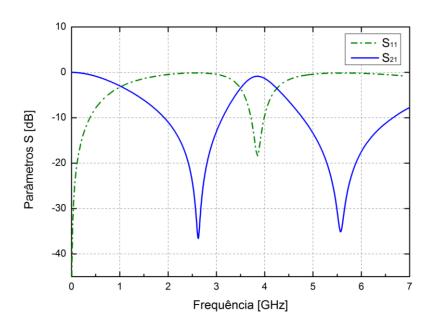


Figura 4.12: Comparação dos coeficientes de reflexão (S11) e de transmissão (S21) da FSS

A FSS simulada apresentou a primeira frequência de ressonância como 2,6 GHz com -36 dB de atenuação e largura de banda de 1,2 GHz (1,9 GHz a 3,1 GHz). A segunda frequência de ressonância foi de 5,6 GHz com -35 dB de atenuação e largura de banda de 1,9 GHz (4,8 GHz a 6,7 GHz).

A espira externa é responsável pela definição da primeira frequência de ressonância e seu comprimento é múltiplo do comprimento de onda de 2,6 GHz, equivalente a $0,136 \, \lambda$. A segunda frequência de ressonância foi obtida através da espira interna, a qual possui comprimento múltiplo do comprimento de onda de 5,6 GHz, equivalente a $0,224 \, \lambda$, comprovando o conceito de ressonância da espira quadrada.

Pode-se concluir que a largura de banda de 1,2 GHz, obtida na frequência 2,6 GHz, abrangeu toda a primeira banda de operação da antena de 300 MHz e que a largura de banda de 1,9 GHz, alcançada na frequência 5,6 GHz, compreendeu toda a segunda banda de 1,3 GHz da antena. Assim, a simulação demonstrou que a FSS foi bem projetada e que tem as características necessárias para atender ao escopo deste trabalho, que é melhorar o desempenho da antena.

A distribuição do campo elétrico e da corrente de superfície é apresentada pela Figura 4.13. Pode-se observar que a FSS se comporta como um filtro, nas Figura

4.13(a) e (b), refletindo o sinal nas frequências de ressonância e, na Figura 4.13(c), permitindo a passagem do sinal em frequências fora da faixa de ressonância.

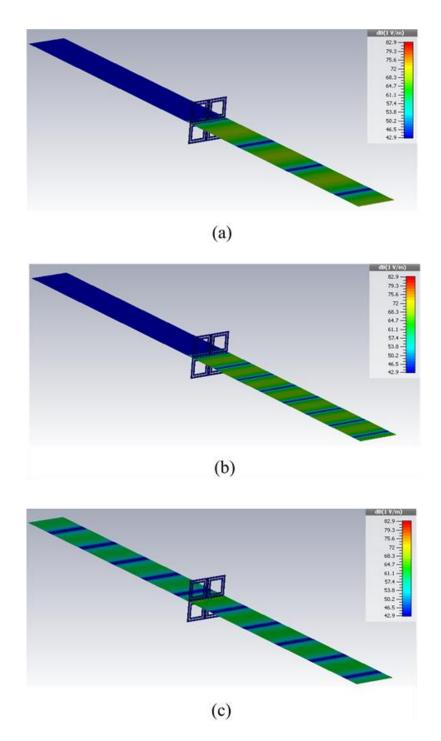


Figura 4.13: Distribuição do campo elétrico e corrente de superfície na (a) 1^a frequência de ressonância, (b) na 2^a frequência de ressonância e (c) fora da ressonância para o elemento FSS utilizado no projeto.

4.3 FSS APLICADA À ANTENA

O principal objetivo deste estudo é analisar os efeitos que podem ocorrer com a aplicação de uma superfície seletiva em frequência em uma antena de banda dupla. Nesta fase, tem-se uma antena de microfita com duas frequências de operação e uma superfície seletiva em frequência de banda dupla, ambas projetadas, simuladas e com bons resultados, de acordo com os requisitos do trabalho. Desse modo, é possível implementar a integração da antena com a FSS e verificar como esta junção pode proporcionar uma melhoria de desempenho da antena.

4.3.1 Projeto da estrutura completa

A superfície seletiva em frequência pode ser integrada à antena de diversas formas, porém neste estudo a FSS foi projetada para se comportar como um filtro rejeita-faixa, que foi projetado para refletir as frequências de ressonância da antena.

A FSS deve ser colocada atrás da antena para ser utilizada como um elemento refletor e a antena deve ser posicionada no centro da FSS, como mostra a Figura 4.14.

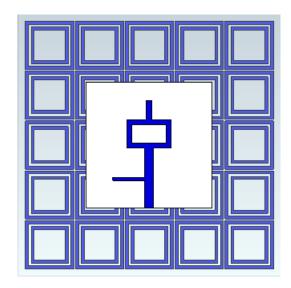


Figura 4.14: Integração da antena com a FSS.

A distância entre a FSS e a antena é definida como um quarto do comprimento de onda na frequência de ressonância da antena. Como a antena possui duas

frequências de ressonância, foram calculados valores de distância para as duas frequências (28 mm e 13,4 mm). Em seguida, foi feita uma variação paramétrica entre estes valores, indo além deles, e foi encontrado o valor de 35 mm como melhor espaçamento entre a FSS e a antena. As Figuras 4.15 e 4.16 apresentam a vista tridimensional e a vista lateral da integração da antena com a FSS, respectivamente.

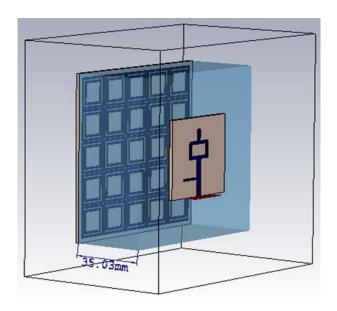


Figura 4.15: Vista tridimensional da antena com a FSS.

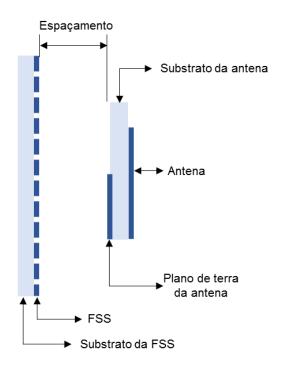


Figura 4.16: Vista lateral da antena com a FSS.

4.3.2 Simulação da estrutura completa

A estrutura completa, composta pela superfície seletiva em frequência integrada à antena, foi simulada através do *software CST Microwave Studio*. A partir desta simulação, foi gerado o gráfico de perda de retorno (S₁₁) como mostra a Figura 4.17.

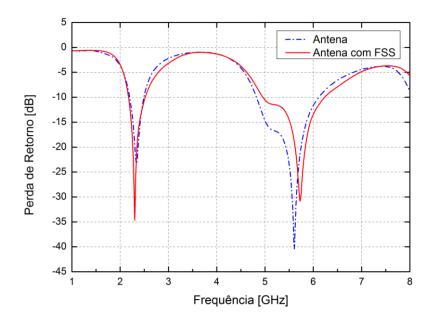


Figura 4.17: Comparação do gráfico de perda de retorno (S₁₁) da antena e da estrutura completa.

Pode-se observar que a antena, com a influência da FSS, alcançou a primeira frequência de ressonância em 2,3 GHz com -34,6 dB de perda de retorno e largura de banda de 350 MHz (2,17 GHz a 2,52 GHz). A sua segunda frequência de ressonância foi atingida em 5,7 GHz com -30,8 dB de perda de retorno e largura de banda de 1,29 GHz (4,95 GHz a 6,24 GHz).

Comparando estes resultados com os resultados obtidos pela antena sem a ação da FSS, pode-se verificar que houve um pequeno deslocamento na segunda frequência de ressonância de 100 MHz, mantendo a mesma largura de banda e um aumento de 50 MHz na largura de banda da primeira frequência de ressonância sem alterar o valor da frequência.

A antena junto com a FSS também foi simulada através do *software* Ansoft HFSS para comparar a simulação entre os dois *softwares*. A Figura 4.18 apresenta a

comparação do gráfico S₁₁ gerado pelo CST e pelo HFSS. Pode-se observar que as respostas obtidas com ambos os softwares são bem semelhantes.

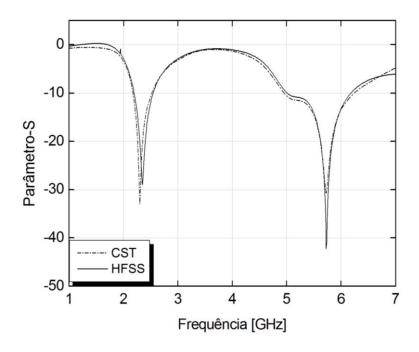


Figura 4.18: Comparação do gráfico de perda de retorno (S₁₁) da estrutura completa simulada através do CST e do HFSS.

Os parâmetros de radiação da antena foram simulados para cada frequência de ressonância e seus resultados podem ser vistos na Tabela 4.2 e na Figura 4.19.

Tabela 4.2: Comparação dos parâmetros de radiação simulados da antena e da estrutura completa.

	Antena		Antena com FSS	
Parâmetros de	Frequência	Frequência	Frequência	Frequência
radiação	2,34 GHz	5,6 GHz	2,3 GHz	5,7 GHz
Ganho	1,8 dBi	4,3 dBi	7,24 dBi	6,8 dBi
Diretividade	2,0 dBi	5,5 dBi	7,9 dBi	8,11 dBi
Relação frente-costa	0,6 dB	7,9 dB	6,75 dB	10,12 dB
HPBW	90,8°	46,40	68°	26,60
VSWR	1,1	1,01	1,04	1,08

As Figuras 4.20 e 4.21 apresentam o diagrama de radiação polar nos planos E e H, nas frequências 2,34 GHz e 5,6 GHz, respectivamente, e a Figura 4.22 ilustra o

diagrama de radiação na forma tridimensional para as duas frequências de ressonância da antena.

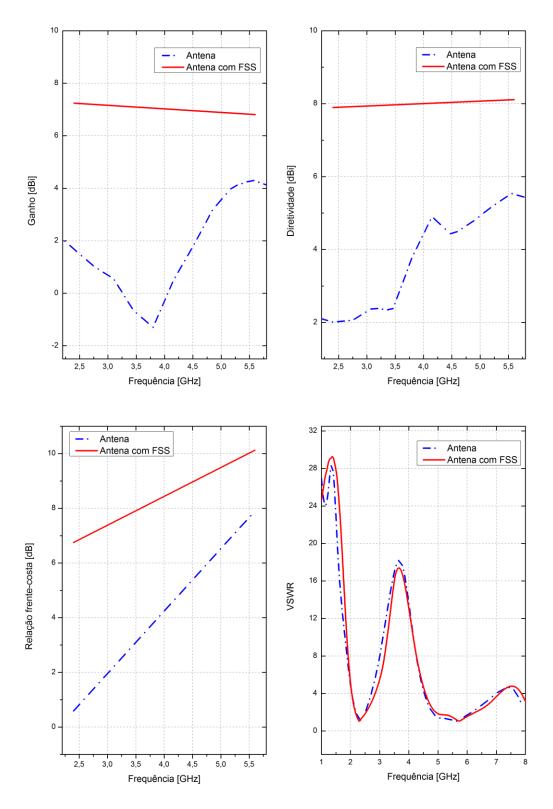


Figura 4.19: Comparação dos parâmetros de radiação simulados da antena e da estrutura completa: Ganho, Diretividade, Relação frente-costa e VSWR.

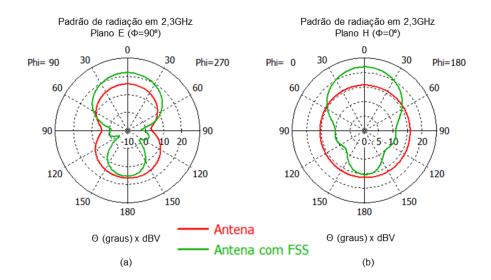


Figura 4.20: Comparação do diagrama de radiação simulado da antena e da estrutura completa na frequência 2,3 GHz no (a) plano E e no (b) plano H.

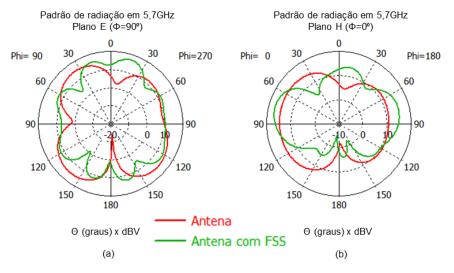


Figura 4.21: Comparação do diagrama de radiação simulado da antena e da estrutura completa na frequência 5,7 GHz no (a) plano E e no (b) plano H.

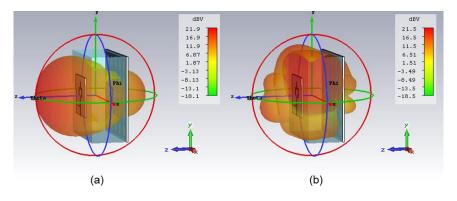


Figura 4.22: Diagrama de radiação em 3D da estrutura completa para a frequência (a) 2,3 GHz e (b) 5,7 GHz.

Com a simulação da antena integrada à FSS, através do software CST, foi possível avaliar o aumento do desempenho da antena, observando a melhoria dos parâmetros de radiação. Pode-se verificar que: os valores de ganho, diretividade e relação frente-costa tiveram um grande aumento nas duas frequências de ressonância, os valores de HPBW diminuíram, tornando a antena mais diretiva e as medidas de VSWR se mantiveram em ótimos valores. A partir dos diagramas de radiação, pode-se observar que houve um aumento da eficiência de radiação da antena e uma significativa redução dos lóbulos traseiros, contudo, nota-se que a redução dos lóbulos traseiros foi maior na primeira frequência de ressonância do que na segunda, pois a distância projetada entre a FSS e a antena foi calculada utilizando o valor da primeira frequência de ressonância, a qual apresentou melhores resultados nas simulações. Pode-se concluir que o objetivo do estudo da integração da FSS com a antena foi alcançado, pois a antena continua abrangendo as duas faixas de frequência ISM com um desempenho muito melhor devido à aplicação da FSS.

5 FABRICAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Este capítulo tem o objetivo de comprovar o método de melhoria de desempenho da antena com a aplicação da superfície seletiva em frequência. Será apresentado o procedimento de fabricação da antena e da FSS, as quais foram validadas fisicamente através de testes experimentais. As medidas obtidas através dos testes realizados serão apresentadas e comparadas com os resultados simulados do capítulo anterior para demonstrar a real melhoria de performance da antena.

5.1 FABRICAÇÃO

A partir do desenvolvimento do projeto da antena e da superfície seletiva em frequência, foi fabricado um protótipo da antena e da FSS através da prototipadora LPKF (Protomat S103), localizada no Laboratório de Propagação da Universidade Federal Fluminense, e ilustrada na Figura 5.1. Para transferir os projetos da antena e da FSS, criados através do *software* CST, para a máquina prototipadora, foi necessário utilizar os *softwares Ansoft* HFSS, *Ansys Design* e o LPKF *Circuit Pro*.

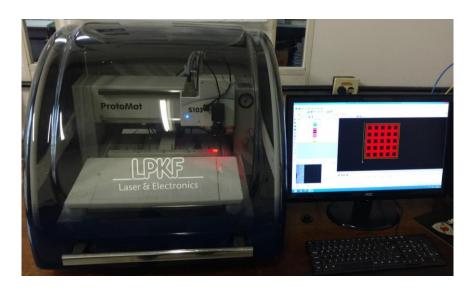


Figura 5.1: Máquina Prototipadora LPKF - Protomat S103.

5.1.1 Antena de Microfita

A antena de microfita desenvolvida para operar nas duas bandas ISM, foi fabricada de acordo com o projeto, sendo formada por um plano de terra truncado em um substrato de fibra de vidro (FR-4), com permissividade elétrica ε_r de 4,4. Esta placa foi inserida na prototipadora para ser gravada a geometria da antena, conforme a Figura 5.2. Posteriormente, a placa foi cortada conforme o projeto, apresentando dimensões de 40 mm x 40 mm e espessura de 1,670 mm. A Figura 5.3 apresenta o protótipo da antena finalizado.

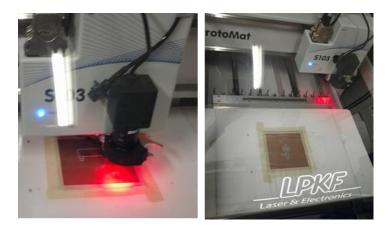


Figura 5.2: Fabricação da antena de microfita.

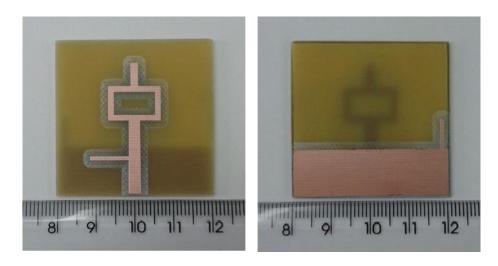


Figura 5.3: Protótipo da antena de microfita.

A etapa final da fabricação foi a soldagem de um conector SMA fêmea de 50 ohms na linha de alimentação da antena, para ser conectada a um equipamento de medição.

5.1.2 Superfície Seletiva em Frequência

A superfície seletiva em frequência é formada por elementos de espira quadrada dupla, estabelecidos em um substrato de fibra de vidro (FR-4), com permissividade elétrica ε_r igual a 4,4.

Para a fabricação da FSS, uma placa foi inserida na prototipadora para ser gravada a geometria da FSS, como mostra a Figura 5.4. Foi utilizada uma solução de percloreto de ferro para remover o cobre indesejado em volta da geometria desenhada e na parte traseira da placa.

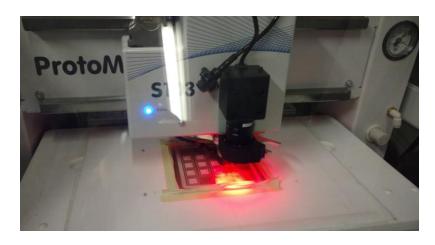


Figura 5.4: Fabricação da FSS.

A FSS fabricada tem dimensão de 85 mm x 85 mm, espessura de 1,635 mm e é baseada em um arranjo com 5 x 5 células unitárias, cujas dimensões foram apresentadas no capítulo anterior. A Figura 5.5 apresenta o protótipo finalizado da FSS composta por 25 espiras quadradas duplas.

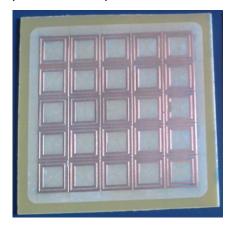


Figura 5.5: Protótipo da FSS.

5.2 MEDIDAS EM CAMPO ABERTO

Para validar fisicamente os protótipos da antena e da superfície seletiva em frequência, foram realizados testes experimentais em espaço livre no Laboratório de Propagação da Universidade Federal Fluminense (UFF) e no Laboratório de Informação e Comunicação da Universidade Federal do ABC (UFABC). Para comparar com os resultados da simulação apresentados no capítulo 4, foram realizadas medições com a antena (sem FSS) e com a antena integrada à FSS.

5.2.1 Medidas na UFF

5.2.1.1 Setup de Medição

As medições foram realizadas dentro do Laboratório de Propagação da Universidade Federal Fluminense, um ambiente com muitas interferências e suscetível a muitas reflexões.

Como apresenta a Figura 5.6, foi utilizado um analisador vetorial de rede da Anritsu, VNA (*Vector Network Analizer*) modelo MS2034A, que opera na faixa de 2 MHz a 4 GHz. Devido ao VNA operar somente até 4 GHz, não foi possível testar a segunda frequência de ressonância da antena e da FSS, que é de 5,6 GHz.



Figura 5.6: Analisador vetorial de rede (Anritsu - VNA MS2034A).

O VNA foi conectado à antena através de um cabo coaxial de alto desempenho e a antena foi colocada em um suporte de aproximadamente 1,6 m de altura.

5.2.1.2 Medidas da Antena

No teste da antena de microfita, só foi possível realizar medidas para a primeira frequência de ressonância com o VNA disponível do laboratório. A Figura 5.7 mostra a interligação da antena com o analisar vetorial de rede.



Figura 5.7: Setup de medição da antena.

A partir deste teste, foi possível obter medidas de perda de retorno (S₁₁) para a antena. A Figura 5.8 apresenta a comparação dos resultados medidos e simulados da perda de retorno da antena.

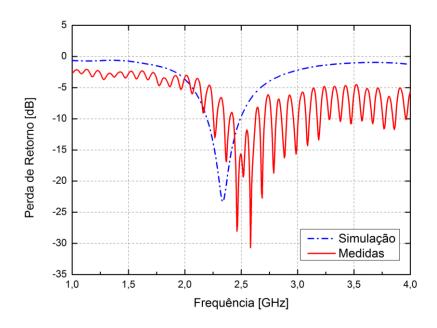


Figura 5.8: Comparação dos resultados medidos na UFF e simulados da perda de retorno (S11) da antena.

Através da curva de perda de retorno medida em espaço livre, pode-se observar que a antena alcançou a primeira frequência de ressonância em 2,58 GHz com -30,7 dB de perda de retorno. Comparando estes resultados com os obtidos através da simulação da antena, pode-se verificar que houve um deslocamento na primeira frequência de ressonância de 0,24 GHz. A diferença dos valores de frequência de ressonância, obtidos através da simulação e da medida, pode ser devido a erros de dimensão na fabricação da antena, permissividade do substrato ser diferente da informada pelo fabricante ou até mesmo possíveis erros no equipamento de medida.

5.2.1.3 Medidas da estrutura completa

Para realização do teste da antena integrada com a superfície seletiva em frequência, foi necessário fixar a antena na FSS com parafusos de teflon, para evitar interferências durante as medições. A Figura 5.9 ilustra a integração da antena com a FSS para a realização do teste.





Figura 5.9: Setup de medição da estrutura completa.

A partir deste teste, foi possível obter medidas de perda de retorno (S₁₁) para a antena com a FSS. A Figura 5.10 apresenta a comparação dos resultados medidos e simulados da perda de retorno da antena integrada à FSS.

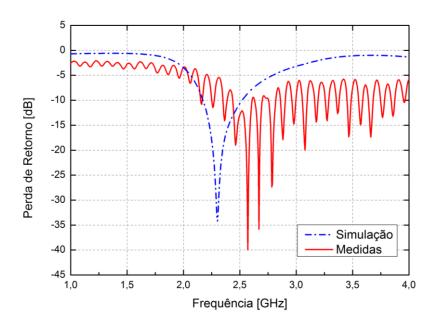


Figura 5.10: Comparação dos resultados medidos na UFF e simulados da perda de retorno (S11) da estrutura completa.

Mediante a curva de perda de retorno medida em campo aberto, pode-se notar que a antena alcançou a primeira frequência de ressonância em 2,57 GHz com -40 dB de perda de retorno. Comparando estes resultados com os obtidos através da simulação da antena, pode-se verificar que houve um deslocamento na primeira frequência de ressonância de 0,27 GHz. Os valores de frequência de ressonância obtidos através da simulação e da medida continuaram com uma certa discrepância, a qual pode ser justificada devido a permissividade do substrato ser diferente da informada pelo fabricante, erros de dimensão na fabricação da antena ou ainda possíveis erros no equipamento de medida.

5.2.2 Medidas na UFABC

5.2.2.1 Setup de Medição

As medições foram realizadas dentro do laboratório da Universidade Federal do ABC (UFABC), para verificar o comportamento do protótipo da antena em um ambiente com interferências e possíveis reflexões.

Como apresenta a Figura 5.11, foi utilizado um analisador vetorial de rede da Rohde & Schwarz, VNA (*Vector Network Analizer*) modelo ZVB8, que opera na faixa

de 300 kHz a 8 GHz. Como este VNA opera até 8 GHz, foi possível testar as duas frequências de ressonância da antena e da FSS.



Figura 5.11: Analisador vetorial de rede (Rohde & Schwarz - VNA ZVB8).

5.2.2.1 Medidas da Antena

Para realizar medidas da antena de microfita, a mesma foi conectada ao analisador vetorial de rede através de um cabo coaxial. Com o VNA disponível do laboratório da UFABC, foi possível medir as duas frequências de ressonância da antena e gerar o gráfico de perda de retorno (S₁₁), que é apresentado na Figura 5.12.

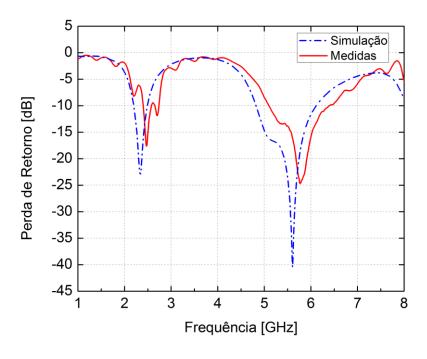


Figura 5.12: Comparação dos resultados medidos na UFABC e simulados da perda de retorno (S₁₁) da antena.

Pode-se observar que a antena alcançou a primeira frequência de ressonância em 2,47 GHz com -17,6 dB de perda de retorno e largura de banda de 180 MHz (2,4 GHz a 2,58 GHz). A sua segunda frequência de ressonância foi atingida em 5,77 GHz com -24,7 dB de perda de retorno e largura de banda de 1,4 GHz (5 GHz a 6,4 GHz).

Comparando os resultados medidos com os obtidos através da simulação da antena, pode-se verificar que houve um deslocamento na primeira frequência de ressonância de 0,13 GHz e uma redução de 120 MHz na largura de banda. A segunda frequência de ressonância também foi deslocada de 0,15 GHz, porém obteve um aumento de largura de banda de 100 MHz.

Pode-se constatar que a largura de banda de 180 MHz, obtida na frequência 2,47 GHz, abrangeu toda a banda de 83,5 MHz da primeira faixa de frequência ISM e que a largura de banda de 1,4 GHz, obtida na frequência 5,77 GHz compreendeu toda a banda de 125 MHz da segunda faixa ISM.

5.2.2.2 Medidas da estrutura completa

Para verificação das medidas da antena integrada à superfície seletiva em frequência, foi necessário fixar a antena na FSS com parafusos de teflon, para evitar interferências durante os testes. A Figura 5.13 mostra uma fotografia do *setup* de teste em espaço livre utilizado para medidas da integração da antena com a FSS.

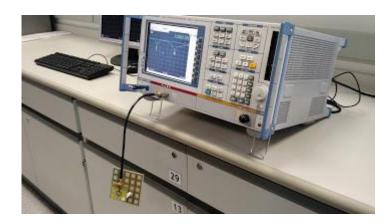


Figura 5.13: Setup de medição da estrutura completa.

A partir deste teste, foi possível obter medidas de perda de retorno (S₁₁) e observar as duas frequências de ressonância alcançadas pela antena junto à FSS. A

Figura 5.14 ilustra os resultados encontrados através das medidas, comparando-os com os resultados obtidos através da simulação.

A antena alcançou a primeira frequência de ressonância em 2,45 GHz com - 27,1 dB de perda de retorno e largura de banda de 190 MHz (2,37 GHz a 2,56 GHz). Já a sua segunda frequência de ressonância foi atingida em 5,76 GHz com -33 dB de perda de retorno e largura de banda de 1,07 GHz (5,15 GHz a 6,22 GHz). Comparando estes resultados com os obtidos através da simulação da antena com a FSS, pode-se verificar que houve um deslocamento de 0,15 GHz na primeira frequência de ressonância e uma redução de 160 MHz na largura de banda, porém, a segunda frequência de ressonância medida coincidiu com a simulada, apesar da redução de 220 MHz de largura de banda.

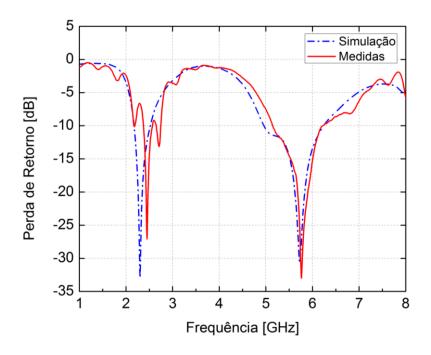


Figura 5.14: Comparação dos resultados medidos na UFABC e simulados da perda de retorno (S₁₁) da estrutura completa.

Pode-se constatar que os resultados das medições, realizadas no laboratório da UFABC, tiveram valores mais próximos dos obtidos pela simulação, em comparação com os resultados das medições realizadas no laboratório da UFF, ambos em campo aberto.

Analisando os resultados atingidos pelas medidas da antena e pelas medidas da estrutura completa, pode-se verificar que as frequências de ressonância da antena

nos dois cenários se mantiveram as mesmas, no entanto, houveram alterações nos valores de largura de banda. A largura de banda da primeira frequência de ressonância da estrutura completa teve um aumento de 10 MHz em relação à largura de banda da antena, entretanto, a largura de banda da segunda frequência de ressonância da estrutura completa obteve uma redução de 330 MHz em comparação à largura de banda da antena. Isto se deve ao fato da antena ter um plano de terra truncado, que a possibilita de ter uma maior largura de banda em relação ao plano de terra cheio, porém, quando a FSS foi posicionada atrás da antena, ela se comportou como um plano de terra cheio para a antena, fazendo com que a sua largura de banda reduzisse. A largura de banda da primeira frequência de ressonância não foi reduzida devido à distância projetada entre a FSS e a antena ter sido calculada utilizando o valor da primeira frequência de ressonância, a qual apresentou melhores resultados nas simulações.

Pode-se concluir que foram obtidos ótimos resultados nas medidas da antena e da estrutura completa, que a aplicação da FSS aumentou a perda de retorno nas duas frequências de ressonância da antena e que as larguras de banda da antena abrangeram as duas faixas de frequência ISM requeridas.

5.3 MEDIDAS EM CÂMARA ANECÓICA

Para obtenção de resultados mais precisos dos testes experimentais da antena e da superfície seletiva em frequência, foram realizadas medições utilizando a câmara anecóica do Laboratório de Informação e Comunicação (LIC) da Universidade Federal do ABC (UFABC) em Santo André – SP. Com essas medidas, foi possível obter alguns parâmetros de radiação da antena e gerar os diagramas de radiação, tanto para a antena, como para a estrutura completa. Nesta seção, são feitas comparações entre os resultados simulados e os medidos em ambiente confinado.

5.3.1 Setup de Medição

As medições foram realizadas em uma câmara anecóica do Laboratório de Informação e Comunicação (LIC) da UFABC, para verificar o comportamento do protótipo da antena em um ambiente confinado sem interferências ou reflexões.

A câmara anecóica foi fabricada pela ETS-Lindgren (Spacesaver H26 Model - 18GHz Máx.), possui dimensões de 7.6m x 3.1m x 3.1m e pode ser utilizada para frequências até 18GHz.

O setup utilizado para as medições, conforme a Figura 5.15, é composto pelo protótipo da antena transmissora e por uma antena corneta receptora, modelo ETS 3164-08 (*Open Boundary Quad-Ridged Horn Antenna*), que opera na faixa de 700MHz a 10 GHz. Ambas as antenas estão localizadas próximas as paredes da câmara para satisfazerem a condição que o nível de onda refletida seja menor que -30dB.

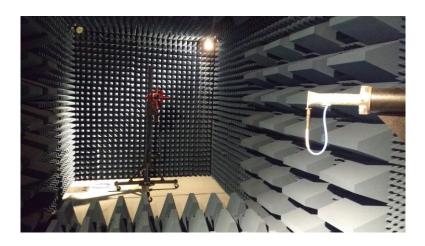


Figura 5.15: Setup de medição em câmara anecóica.

Para realização das medições, foram utilizados os seguintes equipamentos: um analisador de espectro da Rohde & Schwarz (*FSV Signal and Spectrum Analyzer*), modelo R&S®FSV30, que opera na faixa de 10 Hz a 30 GHz; um gerador de sinal de RF e micro-ondas da Rohde & Schwarz (*RF and Microwave Signal Generator*), modelo R&S®SMB100A, que opera na faixa de 9 KHz a 6 GHz e um controlador de posicionamento da ETS-Lindgren (*Positioning Controller*), modelo 2090. A Figura 5.16 ilustra os equipamentos utilizados nas medições da câmara anecóica.



Figura 5.16: Equipamentos utilizados nas medidas na câmara anecóica.

5.3.2 Medidas da Antena

Foram feitos testes experimentais do protótipo da antena na câmara anecóica, porém só foi possível medir na primeira frequência de ressonância, em 2,4 GHz, pois a câmara não estava calibrada para a segunda frequência de ressonância, em 5,8 GHz. A Figura 5.17 ilustra a antena sendo medida na câmara anecóica.



Figura 5.17: Medidas da antena em câmara anecóica.

A partir das medições realizadas da antena, foi possível verificar os parâmetros de radiação, como ganho e diretividade. A antena apresentou ganho de 3,9 dBi e diretividade de 4,56 dBi, cujos valores são maiores que os obtidos através da simulação, que foram de 1,8 dBi e 2,0 dBi, respectivamente.

As Figuras 5.18, 5.19 e 5.20 apresentam a comparação dos diagramas de radiação tridimensionais obtidos através da simulação e das medições realizadas da antena na câmara, nos planos XZ, YZ e XY e na frequência de 2,4 GHz.

Pode-se observar que os diagramas de radiação medidos estão correspondentes aos diagramas de radiação simulados, porém algumas alterações podem ser justificadas devido ao conector da antena ser quase do mesmo tamanho da mesma, a ponto de influenciar nas medidas, o que não foi previsto na simulação.

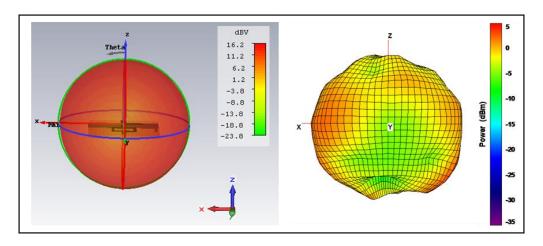


Figura 5.18: Comparação do diagrama de radiação da antena simulada (esquerda) e medida (direita) no plano XZ.

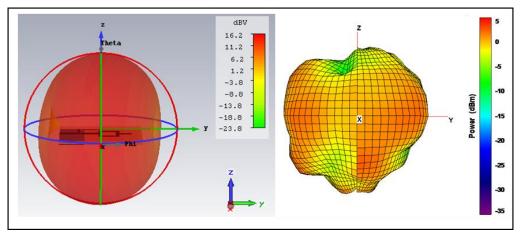


Figura 5.19: Comparação do diagrama de radiação da antena simulada (esquerda) e medida (direita) no plano YZ.

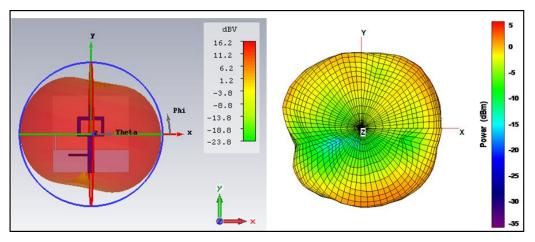


Figura 5.20: Comparação do diagrama de radiação da antena simulada (esquerda) e medida (direita) no plano XY.

5.3.3 Medidas da estrutura completa

Para análise da influência da FSS em antenas, o protótipo da antena acoplada à FSS foi medido em câmara anecóica. Devido à câmara não estar calibrada para a faixa de 5 GHz, só foi possível obter resultados das medições na primeira frequência de ressonância, em 2,4 GHz. A Figura 5.21 mostra fotos do *setup* de medições da integração da antena com a FSS na câmara anecóica.

A partir das medições realizadas da antena com FSS, foi possível verificar os parâmetros de radiação da antena, que apresentou ganho de 7,46 dBi e diretividade de 8,29 dBi, cujos valores ficaram próximos dos obtidos através da simulação, que foram de 7,24 dBi e 7,9 dBi, respectivamente.

Comparando os parâmetros de radiação medidos no teste da antena e no teste da antena com FSS, pode-se observar que, devido à influência da FSS, o ganho da antena teve um aumento de 47,7% e a diretividade obteve um aumento de 45%, comprovando a eficiência da FSS em melhorar os parâmetros de radiação da antena. A Tabela 5.1 apresenta a comparação dos valores de ganho e diretividade, simulados e medidos, para a antena e para a estrutura completa.

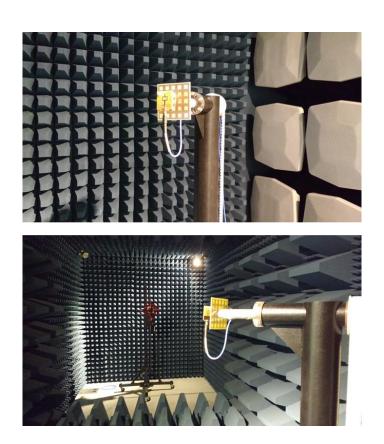


Figura 5.21: Medidas da antena com FSS em câmara anecóica.

Tabela 5.1: Comparação de parâmetros de radiação simulados e medidos.

	Antena		Antena com FSS	
Parâmetros de radiação	Simulação	Medidas	Simulação	Medidas
Ganho	1,8 dBi	3,9 dBi	7,24 dBi	7,46 dBi
Diretividade	2,0 dBi	4,56 dBi	7,9 dBi	8,29 dBi

As Figuras 5.22, 5.23 e 5.24 apresentam a comparação dos diagramas de radiação tridimensionais obtidos através da simulação e das medições realizadas com a estrutura completa na câmara, nos planos XZ, YZ e XY e na frequência de 2,4 GHz.

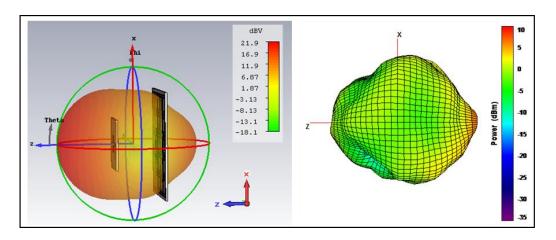


Figura 5.22: Comparação do diagrama de radiação da estrutura completa simulada (esquerda) e medida (direita) no plano XZ.

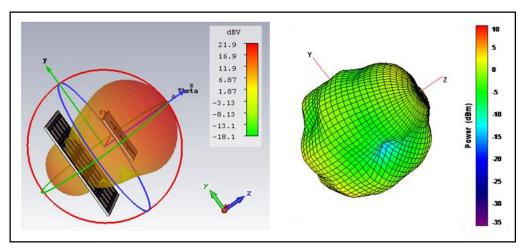


Figura 5.23: Comparação do diagrama de radiação da estrutura completa simulada (esquerda) e medida (direita) no plano YZ.

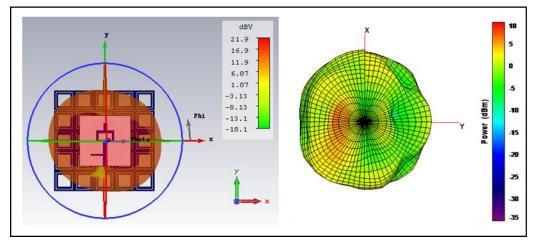


Figura 5.24: Comparação do diagrama de radiação da estrutura completa simulada (esquerda) e medida (direita) no plano XY.

Pode-se observar que os diagramas de radiação medidos da antena com FSS estão condizentes com os diagramas de radiação simulados, porém pode-se notar algumas diferenças nos resultados medidos e simulados, que podem ser causadas pelo conector da antena, o qual pode bloquear a radiação, não permitindo que parte da energia chegue à FSS e, desta forma, a FSS pode não atuar como deveria.

6 CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho apresentou o estudo da aplicação de superfícies seletivas em frequência para obtenção de melhoria de desempenho de antenas de microfita tipo banda dupla. O método de integração da antena com a FSS se revelou uma ótima alternativa para melhorar os parâmetros de radiação da antena, como ganho, diretividade e relação frente-costa.

De modo a obter um embasamento teórico para este trabalho, foi feita uma pesquisa sobre superfícies seletivas em frequência, na qual foram estudados os tipos de FSS com suas respectivas respostas de filtro características e os seus principais tipos de influência, que são a geometria dos elementos, o substrato dielétrico utilizado e o ângulo de incidência da onda. Também foi feita uma pesquisa sobre teoria de antenas, onde foram avaliados os parâmetros de radiação e os tipos de antenas existentes, bem como foi aprofundado o estudo sobre antenas de microfita, devido ter sido o tipo de antena escolhido para o projeto de integração com a FSS.

Para realização deste trabalho, uma antena de microfita e uma FSS foram projetadas para operarem nas faixas de 2,4 GHz e 5,8 GHz, que são faixas de frequência não licenciadas, conhecidas como bandas ISM. Através de simulações destes projetos, foi possível obter os valores dos parâmetros de radiação, os diagramas de radiação e as frequências de ressonância com largura de banda da antena e da FSS. Com base nos resultados obtidos, a integração da antena com a FSS foi projetada e simulada para analisar a influência da FSS no desempenho da antena.

Na comparação dos resultados obtidos através da simulação da antena e da simulação da antena com a FSS, foi observado que as frequências de ressonância se mantiveram com valores próximos, de 2,3 GHz e 5,7 GHz, e que houve um aumento de 50MHz na largura de banda da primeira frequência de ressonância. Com a aplicação da FSS, a antena obteve uma grande melhora dos parâmetros de radiação, pois foram verificados que os valores de ganho, diretividade e relação frente-costa aumentaram nas duas frequências de ressonância, que os valores de HPBW diminuíram, tornando a antena mais diretiva e que as medidas de VSWR se mantiveram em ótimos valores. Os diagramas de radiação gerados através da simulação da antena com a FSS revelaram um aumento da eficiência de radiação da

antena e uma significativa redução dos lóbulos traseiros, em comparação aos diagramas gerados pela simulação da antena sem a FSS.

Para comprovar os resultados obtidos com a simulação, foram construídos protótipos da antena e da FSS conforme o projeto e, com isso, foi possível realizar testes experimentais para validação física, que foram executados em cenários de campo aberto e câmara anecóica. As medições de campo aberto, que foram realizadas no Laboratório de Propagação da Universidade Federal Fluminense e no Laboratório de Informação e Comunicação da Universidade Federal do ABC (UFABC), apresentaram ótimos resultados, revelando um aumento na perda de retorno nas duas frequências de ressonância da antena devido à aplicação da FSS e permitindo que as larguras de banda da antena abrangessem as duas faixas de frequência ISM requisitadas.

Para obtenção de resultados mais precisos, foram realizadas medições utilizando a câmara anecóica do Laboratório de Informação e Comunicação da UFABC. A partir dessas medidas, foi possível comparar os diagramas de radiação da antena e da estrutura completa com os diagramas obtidos através da simulação, os quais estavam bastante condizentes. Com as medições realizadas, também foi possível verificar a influência da FSS na melhoria dos parâmetros de radiação da antena. Na comparação dos parâmetros de radiação, foi constatado o aumento de 47,7% no ganho e 45% na diretividade da antena, comprovando a eficiência da aplicação de FSS na melhoria de desempenho de antenas.

Como proposta de trabalhos futuros, sugere-se melhorar os resultados obtidos no presente trabalho com a inserção de uma segunda camada FSS como superstrato. O objetivo é melhorar ainda mais os parâmetros alvo (ganho, diretividade, relação frente-costa e aumentar a largura de banda). Propõe-se otimizar o projeto (utilizando diferentes materiais, tanto para o projeto da antena, quanto para o da FSS), objetivando diminuir a distância entre a antena e as camadas FSS, de modo a obter uma estrutura mais compacta e obter melhoria dos parâmetros de radiação nas duas frequências de projeto.

PUBLICAÇÃO RESULTANTE DESTE TRABALHO

E. M. F. Fernandes, M. W. B. da Silva, L. J. de Matos, A. P. L. Barbero, "Frequency Selective Surfaces to improve the performance of systems with dual-band antenas", *The 7th International Conference on Metamaterials, Photonic Crystals and Plasmonics*, Málaga, Espanha, pp. 2081-2082, 25-28 Julho 2016.

REFERÊNCIAS

- [1] R. Gonzalo, P. de Maagt e M. Sorolla, "Enhanced patch-antenna performance by suppressing surface waves using photonic-bandgap substrates," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no 11, p. 2131–2138, 1999.
- [2] R. Gonzalo e G. Nagore, "Simulated and measured preformance of a patch antenna on a 2d-dimensional photonic crystals substrate," *Progress In Electromagnetics Research*, p. 257–269, 2002.
- [3] A. A. Oliner, "Periodic structures and photonic band-gap terminology: historical perspectives," em *29th European Microwave Conference*, Munich, Germany, 1999.
- [4] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous e E. Yablonovitch, "High–impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no 11, p. 2059–2074, 1999.
- [5] V. A. Almeida, Aplicação de Superfícies Seletivas em Frequência para Melhoria de Resposta de Arranjos de Antenas Planares, Tese de Doutorado: UFRN, 2014.
- [6] R. Mittra, C. H. Chan e T. Cwik,, "Techniques for analyzing frequency selective surfaces a review," *IEEE Proceedings*, vol. 76, no 12, p. 1593–1615, 1988.
- [7] B. A. Munk, Frequency-selective surfaces: Theory and Design, John Wiley Sons, 2000.
- [8] F. Bayatpur, Metamaterial-Inspired Frequency-Selective Surfaces, Tese de Doutorado: The University of Michigan, 2009.
- [9] V. Agrawal e W. Imbriale, "Design of a dichroic cassegrain subreflector," *IEEE Transactions on Antennas e Propagation*, vol. 27, no 4, p. 466–473, 1979.
- [10] A. L. P. S. Campos, Superfícies Seletivas em Frequência Análise e Projeto, IFRN Editora, 2009.
- [11] M. W. B. Silva, Superfícies Seletivas em frequências FSS: Concepção e Projeto de Absorvedores Planares de Micro-ondas para aplicação em WLAN, Wimax e Radar, Tese de Doutorado: Unicamp, 2014.
- [12] T. K. Wu, Frequency selective surface and grid array, John Wiley Sons, 1995.
- [13] C. H. Tsao e R. Mittra, "Spectral-domain analysis of frequency selective surfaces comprised of periodic arrays cross dipoles and Jerusalem crosses," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* vol. 32, no 5, p. 478 486, 1984.
- [14] R. J. Langley e A. J. Drinkwater, "Improved empirical model for the Jerusalem cross," *IEE Proceedings*, vol. 129, no 1, pp. 1-6, 1982.
- [15] R. J. Langley e E. A. Parker, "Equivalent circuit model for arrays of square loops," *Electronics Letters*, vol. 18, no 7, pp. 294-296, 1982.
- [16] R. J. Langley e E. A. Parker, "Double-square frequency selective surfaces and their equivalent circuit," *Electronic Letters*, vol. 19, no 17, pp. 675-677, 1983.

- [17] C. K. Lee e R. J. Langley, "Equivalente circuit models for frequency selective surfaces at oblique angles of incidence," *IEE Proceedings*, vol. 132, no 6, p. 395–399, 1985.
- [18] E. A. Parker e J. C. Vardaxoglou, "Plane-wave illumination of concentric-ring frequency selective surfaces," *IEE Proceedings*, vol. 132, no 3, p. 176–180, 1985.
- [19] R. Mittra, R. C. Hall e C. H. Tsao, "Spectral-domain analysis of circular patch frequency selective surfaces," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 32, no 5, p. 533–536, 1984.
- [20] E. A. P. P. Callaghan e R. J. Langley, "Influence of supporting dielectric layers on the transmission properties of frequency selective surfaces," *EE Proc. –H: Microw. Antennas,* vol. 38, no 5, p. 448–454, 1991.
- [21] S. M. A. Hamdy e E. A. Parker, "Current distribution on the elements of a square loop frequency selective surface," *Electron. Lett.,* vol. 18, no 14, p. 624–626, 1982.
- [22] S. B. Savia e E. A. Parker, "Equivalent circuit model for superdense linear dipole FSS," *IEE Proc. –Microw. Antennas Propag.*, vol. 150, no 1, p. 37–42, 2003.
- [23] T. Larsen, "A survey of the theory of wire grids," *IRE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 10, no 3, p. 191–201, 1962.
- [24] N. Marcuvitz, Waveguide Handbook, New York: Peter Peregrinus Ltd, 1986.
- [25] B. A. Munk, "Transmission through a two–layer array of loaded slots," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP–22, no 6, p. 804–809, 1974.
- [26] X. F. Luo, P. T. Teo, A. Qing e C. K. Lee, "Design of double–square–loop frequency–selective surfaces using differential evolution strategy coupled with equivalent–circuit model," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 44, nº 2, p. 159–162, 2005.
- [27] S. Monni, Frequency Selective Surfaces Integrated with Phased Array Antennas, Tese de Doutorado: Technische Universiteit Eindhoven, 2005.
- [28] R. L. Fante e M. T. McCormack, "Reflection properties of the salisbury screen," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* vol. 36, no 10, p. 1443–1454, 1988.
- [29] E. F. Knott e C. D. Lunden, "The two–sheet capacitive jaumann absorber," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 43, no 11, p. 1339–1343, 1995.
- [30] B. A. Munk, P. Munk e J. Pryor, "On designing jaumann and circuit analog absorbers (CA absorbers) for oblique angle of incidence," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no 1, p. 186–193, 2007.
- [31] G. Q. Luo, W. Hong, H. J. Tang, J. X. Chen e K. Wu, "Dualband frequency—selective surfaces using substrate—integrated waveguide technology," *IET Proc. Microwaves Antenna Propag.*, vol. 1, no 2, p. 408–413, 2007.
- [32] J. Huang, T. K. Wu e S. Lee, "Tri-band fss with circular ring elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, no 2, p. 166–175, 1994.
- [33] M. Lu, M. Huang e Z. Wu, "Design of multi-band frequency selective surfaces using multi-periodicity combined elements," *Journal of Systems Engineering and Electronics*, vol. 20, no 4, p. 675–680, 2009.

- [34] H. So, A. Ando, T. Seki, M. Kawashima e T. Sugiyama, "Directional multi–band antenna employing frequency selective surfaces," *Electronics Letters*, vol. 49, no 4, p. 243–245, 2013.
- [35] G. H. Schennum, "Frequency-selective surfaces for multiple frequency antennas," *Microwave Journal*, pp. 55-57, 1973.
- [36] M. Ando, K. Ueno, H. Kumazawa e K. Lagoshima, "AK/C/S band satellite antenna with frequency selective surface," *Electronics and Communication in Japan*, vol. 66B, no 5, pp. 27-66, 1983.
- [37] T. K. Wu, "Cassini frequency selective surface development," *J. Electromagn. Waves Applicat.*, vol. 8, no 12, pp. 1547-1561, 1994.
- [38] F. Costa, A. Monorchio e G. Manara, "Analysis and design of ultra thin electromagnetic absorbers comprising resistively loaded high impedance surfaces," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* vol. 58, no 5, p. 1551–1558, 2010.
- [39] G. H. Sung, K. W. Sowerby, M.I J. Neve e A. G. Williamson, "A Frequency-Selective Wall for Interference Reduction in Wireless Indoor Environments," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 48, no 5, 2006.
- [40] G. I. Kiani, A. R. Weily, and K. P. Esselle, "A Novel Absorb/Transmit FSS for Secure Indoor Wireless Networks With Reduced Multipath Fading," *IEEE Microwave And Wireless Components Letters*, vol. 16, nº 6, 2006.
- [41] E. A. Parker, C. Antonopoulos e N. E. Simpson,, "Microwave Band FSS in Optically Transparent Conducting Layers: Performance of ring element arrays," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 16, no 2, pp. 61-63, 1997.
- [42] J. Hirai e I. Yokota, "Electro-magnetic shielding glass of frequency selective surfaces," *Proceedings of the International Symposium on electromagnetic compatibility*, pp. 314-316, 17-21 May 1999.
- [43] B. D. Nguyen, C. Migliaccio, Ch. Pichot, K. Yamamoto e N. Yonemoto, "W-Band Fresnel Zone Plate Reflector for Helicopter Collision Avoidance Radar," *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, vol. 55, no 5, 2007.
- [44] T. Anderson, I. Alexeff, J. Raynolds, E. Farshi, S. Parameswaran, E. P. Pradeep e J. Hulloli, "Plasma Frequency Selective Surfaces," *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 35, no 2, 2007.
- [45] J. Thornton e P. Haines, "Frequency selective lens antenna," *Electronics Letters*, vol. 43, no 5, 2007.
- [46] M. Gustafsson, A. Karlsson, A. P. P. Rebelo e B. Widenberg, "Design of Frequency Selective Windows for Improved Indoor Outdoor Communication," *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, vol. 54, no 6, 2006.
- [47] C. M. Horvitz, "A new solar selective surface," *Opt. Commun.*, vol. 11, no 2, pp. 210-212, 1974.
- [48] M. Raspopoulos e S. Stavrou, "Frequency selective buildings through frequency selective surfaces," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* vol. 59, no 8, p. 2998–3005, 2011.
- [49] A. Lazaro, A. Ramos, D. Girbau e R. Villarino, "A novel UWB RFID tag using active frequency selective surface," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 6, no 3, p. 1155–1165, 2013.

- [50] B. Yan, Y. Zhang e L. Li, "Design of a Dual-band Shared-Aperture Antenna," *Proceedings of the International Symposiumon Antennas & Propagation (ISAP)*, vol. 1, pp. 496-499, Outubro 2013.
- [51] S. M. Mahmood e T. A. Denidni, "Reconfigurable Antenna Using Novel Active," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, pp. 1236-1237, Julho 2014.
- [52] S. I. Sohail e M. Z. M. Jenu, "Dual-Layer Frequency Selective Surface for Wide Stop-Band Applications," *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, pp. 1270-1271, Julho 2015.
- [53] C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design., John Wiley Sons, 1997.
- [54] J. J. Carr, Practical Antenna Handbook, McGraw-Hill, 2011.
- [55] T. F. Camargo, Estudo de antenas planares para aplicações em 2,4GHz, Dissertação: Universidade de São Paulo, 2008.
- [56] G. Silva e O. Barradas, Sistemas Radiovisibilidade, Rio de Janeiro: Embratel, 1983.
- [57] J. D. Kraus, Antennas, Tata McGraw-Hill, 1997.
- [58] D. M. Pozar, Microwave Engineering, John Wiley & Sons, Inc., 1998.
- [59] V. F. Fusco, Teoria e Técnica de Antenas: Princípios e Prática, São Paulo: Bookman, 2006.
- [60] L. E. Frenzel, Fundamentos de Comunicação Eletrônica: Linhas, Micro-ondas e Antenas, São Paulo: AMGH Editora Ltda., 2013.
- [61] A. G. Carvalho e L. F. C. Badinhan, Eletrônica: Telecomunicações, São Paulo: Fundação Padre Anchieta, 2011.
- [62] G. A. Deschamps, Microstrip Microwave Antennas, Third USAF, 1953.
- [63] H. Gutton e G. Baissinot, Flat aereal for ultra high frequency, Patente Francesa No. 703113, 1955.
- [64] J. Q. Howell, "Microstrip antennas," *Dig. Int. Symp. Antennas Propagat. Soc.*, pp. 177-180, Dezembro 1972.
- [65] R. E. Munson, "Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 22, no 1, pp. 74-77, 1974.
- [66] L. B. Moraes, Antenas Impressas Compactas para Sistemas WIMAX, Dissertação de Mestrado: Universidade de São Paulo, 2012.
- [67] R. Waterhouse, Handbook of Antennas in Wireless Communications: Microstrip Patch Antennas, CRC Press, 2002.
- [68] H. Pues e A. V. Capelle, "Accurate Transmission-Line Model for the Rectangular Microstrip Antenna," *Proc. IEEE*, vol. 131, pp. 334-340, 1984.
- [69] K. Carver e J. Mink, "Microstrip antenna Technology," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 29, no 1, pp. 2-24, 1981.
- [70] I. F. Costa, Antenas e Superfícies Seletivas de Frequência Reconfiguráveis para Sistemas de Comunicação sem fio, Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica: UFRN, 2009.
- [71] R. R. C. França, Dispositivos Planares Integrados Utilizando Método Dinâmico com Metamateriais e PBG, Tese de Doutorado: UFRN, 2012.

[72] H. Tizyi, F. Riouch, A. Tribak, A. Najid e A. Mediavilla, "Compact dual-band microstrip antenna for handheld RFID reader," *Third International Workshop on RFID And Adaptive Wireless Sensor Networks (RAWSN)*, pp. 68-72, 13-15 Maio 2015.

APÊNDICE A - EQUIPAMENTOS E SOFTWARES UTILIZADOS

Equipamentos:

- Computador CORE i7 e 8GB de RAM
- Prototipadora LPKF Protomat S103
- Analisador Vetorial de Rede Anritsu VNA Master MS2034A
- Analisador Vetorial de Rede Rohde & Schwarz VNA ZVB8
- Analisador de espectro da Rohde & Schwarz (FSV Signal and Spectrum Analyzer) - modelo R&S®FSV30,
- Gerador de sinal de RF e micro-ondas da Rohde & Schwarz (RF and Microwave Signal Generator) - modelo R&S®SMB100A
- Controlador de posicionamento da ETS-Lindgren (*Positioning Controller*) modelo 2090.

Softwares:

- CST Microwave Studio 2015
- Ansoft HFSS
- Ansys Design
- LPKF Circuit Pro
- Origin