



UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO NORTE
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
E DE COMPUTAÇÃO



Síntese de uma nova tinta condutiva para circuitos de micro-ondas impressos sobre substrato de vidro e fibra de vidro

Marcelo David Silva de Mesquita

Orientador: Prof. Dr. Adaildo Gomes D'Assunção

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

Número de ordem PPgEEC: D247
Natal, RN, maio de 2019

Universidade Federal do Rio Grande do Norte - UFRN
Sistema de Bibliotecas - SISBI
Catalogação de Publicação na Fonte. UFRN - Biblioteca Central Zila Mamede

Mesquita, Marcelo David Silva de.

Síntese de uma nova tinta condutiva para circuitos de micro-ondas impressos sobre substrato de vidro e fibra de vidro / Marcelo David Silva de Mesquita. - 2019.

89 f.: il.

Tese (doutorado) - Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, Natal, RN, 2019.

Orientador: Prof. Dr. Adaildo Gomes D'Assunção.

1. Tinta condutiva - Tese. 2. Nitrocelulose - Tese. 3. Antenas de microfita - Tese. 4. Bloqueadores DC - Tese. 5. Acopladores direcionais - Tese. I. D'Assunção, Adaildo Gomes. II. Título.

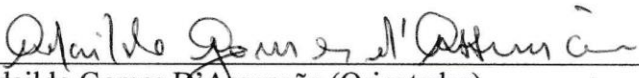
RN/UF/BCZM

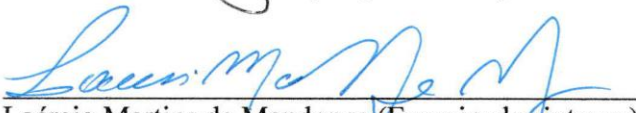
CDU 621.396.67

Síntese de uma nova tinta condutiva para circuitos de micro-ondas impressos sobre substratos de vidro e de fibra de vidro

Marcelo David Silva de Mesquita

Tese de Doutorado aprovada em 31 de maio de 2019 pela Banca Examinadora composta pelos seguintes membros:


Adaildo Gomes D'Assunção (Orientador).....DCO/UFRN


Laércio Martins de Mendonça (Examinador interno)DCO/UFRN


João Bosco Lucena de Oliveira (Examinador externo)UFRN


Adaildo Gomes D'Assunção Júnior (Examinador externo)IFPB


Jeferson Costa e Silva (Examinador externo)IFPB


Maria Thereza Miranda Rocco Giraldi (Examinador externo)IME

*Dedico aos meus pais, pelo incentivo e, aos meus
orientadores Adaildo Gomes D'Assunção e João
Bosco Lucena Oliveira, pelo apoio e confiança
dados ao decorrer do trabalho.*

Agradecimentos

Ao meu orientador, o professor Adaildo Gomes D'Assunção, sou grato pela orientação, ajuda e paciência.

Ao meu coorientador, o professor João Bosco Lucena Oliveira pela ajuda e cooperação nas partes de síntese e caracterização da tinta.

Ao meu amigo, Saulo Gregory Carneiro Fonseca, por ter mostrado a possibilidade de participar do programa de doutorado e por ter me apresentado ao professor João Bosco Lucena Oliveira.

À minha família que sempre me apoiou nos caminhos que escolhi.

Ao IFRN, pelo apoio mostrado quando se fazia necessário minha maior participação no programa de doutorado.

Ao IFPB e em especial ao professor Adaildo Gomes D'Assunção Júnior, pela ajuda nas medições realizadas.

RESUMO

Esta tese descreve o trabalho realizado para a síntese de uma nova tinta condutiva, com concentração elevada de partículas de prata, e sua utilização é proposta como alternativa ao emprego de técnicas convencionais de fabricação de circuitos integrados de micro-ondas. A importância da utilização da tinta condutiva está associada à facilidade, eficiência, versatilidade e redução de custos de fabricação dos circuitos integrados, por utilizar pequenos pincéis para a aplicação sobre materiais dielétricos diversos. A investigação sobre a utilização da tinta condutiva foi realizada no desenvolvimento de antenas de microfita, superfícies seletivas de frequência (FSS) bioinspiradas, bloqueadores de corrente contínua (bloqueadores DC) e acopladores direcionais. A simulação e o projeto desses circuitos foram efetuados através dos *softwares* Ansys Designer e Ansys HFSS. Foram investigados os comportamentos em frequência dos parâmetros de espalhamento desses circuitos, permitindo avaliar aspectos relacionados com a transmissão, a reflexão, o acoplamento, a radiação e a filtragem de ondas eletromagnéticas. Para fins de validação dos resultados das simulações e de comparação entre resultados experimentais, foram fabricados e medidos protótipos desses circuitos com laminados de cobre e com superfícies pintadas com a tinta condutiva. A boa concordância observada entre os resultados simulados e medidos para os protótipos dos circuitos integrados de micro-ondas pintados com a tinta de prata, valida a eficiência e a versatilidade do procedimento de impressão com o uso da tinta condutiva sintetizada.

Palavras chaves: Tinta condutiva, nitrocelulose, antenas de microfita, FSS, acopladores direcionais, bloqueadores DC.

ABSTRACT

This thesis describes the work carried out for the synthesis of new conductive ink, with a high concentration of silver particles, and its use is proposed as an alternative to the use of conventional techniques of manufacturing microwave integrated circuits. The importance of the use of conductive ink is associated with the ease, efficiency, versatility, and reduction of manufacturing costs of the integrated circuits, by using small brushes for the application on various dielectric materials. Research on the use of conductive ink has carried out in the development of microstrip antennas, bioinspired frequency selective surfaces (FSS), direct current blockers (DC blockers) and directional couplers. The simulation and the design of these circuits were performed with the software Ansys Designer and Ansys HFSS. The investigation of the behavior of frequency scattering parameters these circuits, which allowed the evaluation of aspects related to transmission, reflection, coupling, radiation and electromagnetic wave filtering. In order to validate the results of the simulations and to compare the experimental results, prototypes of these circuits with copper laminates and with surfaces painted were fabricated and measured. The good agreement observed between the simulated and measured results for the prototypes of microwave integrated circuits painted with silver ink confirms the efficiency and versatility of the printing procedure with the use of the synthesized conductive ink.

Keywords: Conductive ink, nitrocellulose, microstrip antennas, FSS, directional couplers, DC blockers.

Sumário

Lista de Figuras.....	x
Lista de Tabelas.....	xii
Lista de Símbolos e Abreviaturas.....	xiv
1. Introdução	17
1.1 Motivação/Estado da Arte	17
1.2 Objetivos.....	20
1.3 Organização do texto	211
2. Síntese de tintas condutivas a base de nitrocelulose	22
2.1 Introdução	22
2.2 Nitrocelulose e a produção de tintas.....	22
2.3 Processo de síntese de tinta à base de nitrocelulose	24
2.3.1 Síntese da nitrocelulose	24
2.3.2 Caracterização da Nitrocelulose	26
2.3.3 Solução de nitrocelulose e adição do pó metálico	28
2.4 Morfologia da superfície pintada.....	29
2.5 Análise da Tinta de Prata Eletricamente Condutora.....	33
2.6 Conclusão	35
3. Antenas de Microfita	36
3.1 Introdução	36
3.2 Estrutura das Antenas de Microfita	37

3.3	Técnicas de Alimentação.....	38
3.4	Técnicas de análise de antenas de microfita.....	42
3.5	Principais parâmetros das antenas	43
3.6	Desenvolvimento das antenas de microfita propostas.....	46
3.7	Conclusões.....	53
4.	Superfícies Seletivas de Frequência	54
4.1	Introdução	54
4.2	Definições e estrutura dos elementos	55
4.3	Técnicas de análise de FSS.....	56
4.4	Técnicas de medições	57
4.5	Desenvolvimento do projeto da FSS bioinspirada	57
4.6	Conclusões	61
5.	Filtros e acopladores	62
5.1	Introdução	62
5.2	Linhas acopladas.....	62
5.3	Bloqueadores de corrente contínua.....	67
5.3.1	Caracterização de um bloqueador de corrente contínua	67
5.3.2	Desenvolvimento do projeto do bloqueador de corrente contínua	69
5.4	Acoplador direcional	73
5.4.1	Caracterização de um acoplador direcional	73
5.4.2	Desenvolvimento do projeto do acoplador direcional	76
5.5	Conclusão	80
6.	Conclusões	82
	Referências bibliográficas	84

Lista de Figuras

Figura 2.1 - Reação de nitrção.	23
Figura 2.2 - Molécula de nitrocelulose.	24
Figura 2.3 - Processo de síntese da nitrocelulose: (a) solução sulfonítrica, (b) algodão mergulhado em solução sulfonítrica, (c) neutralização do ácido remanescente.....	25
Figura 2.4 – Aspecto do algodão após a secagem.	25
Figura 2.5 - Diagrama esquemático de espectrofotômetro.	26
Figura 2.6 - Espectrograma da nitrocelulose.	27
Figura 2.7 - Solução de nitrocelulose.	28
Figura 2.8 – Aditivo e mistura: (a) pó metálico de prata e (b) tinta sintetizada de prata à base de nitrocelulose.	28
Figura 2.9 - Desenho esquemático de um microscópio eletrônico de varredura.....	29
Figura 2.10 - Imagem obtida pelo MEV mostrando a disposição das partículas sobre o substrato de fibra de vidro.	30
Figura 2.11 – Espectros de energia dispersiva obtido por microanálise de raios-X característicos por EDS.	30
Figura 2.12 – Região observada na Figura 2.6, contendo alto teor de (a) carbono, (b) prata, (c) cobre.	31
Figura 2.13 – Diagrama das etapas realizadas para a obtenção da nitrocelulose e síntese da tinta condutora.	32
Figura 2.14 - Exemplo de uma rede quadrada bidimensional (a) de $(1-p)S$ sítios desocupados e (b) de $(p)S$ sítios ocupados. Extraído de [34].	34
Figura 2.15 - Exemplo da percolação de sítios de uma rede bidimensional entre eletrodos para concentrações de sítios p : (a) para $p < p_c$, (b) para $p = p_c$ e (c) para $p > p_c$. Extraído de [34].	34
Figura 3.1 - Antena de microfita.	37
Figura 3.2 – Tipos de geométricas assumidas pelo <i>patch</i> irradiante.	38

Figura 3.3 – Antena com <i>patch</i> excitado por linha de microfita. Adaptado de [1].	39
Figura 3.4 - Linha de microfita e principais parâmetros.	39
Figura 3.5 - Alimentação através de probe coaxial.	41
Figura 3.6 - Antena de microfita excitada por acoplamento por abertura.	42
Figura 3.7 - Sistema de coordenadas e diagrama de radiação de uma antena. Adaptado de [1].	44
Figura 3.8 - Carta de Smith.	45
Figura 3.9 - Antena de microfita com substrato retangular com vista em perspectiva e lateralmente.	46
Figura 3.10 - Fotografias dos protótipos da antena de microfita em substrato de fibra de vidro (FR-4) (a) pintado com tinta comercial, (b) pintado com tinta de prata, (c) usando revestimentos de laminados de cobre.	48
Figura 3.11 - Resultados simulados e medidos para os coeficientes de reflexão, S_{11} , mostrando o comportamento da frequência para os protótipos de antenas em substrato de fibra de vidro, para fins de comparação.	49
Figura 3.12 - Resultados medidos mostrando o parâmetro de impedância em função da frequência para os protótipos da antena (a) pintados com tinta prateada e (b) sobre revestimento laminado de cobre.	49
Figura 3.13 - Fotografia do protótipo da antena de microfita em substrato de vidro pintado com tinta de prata.	50
Figura 3.14 - Os resultados simulados e medidos para a resposta de frequência do coeficiente de reflexão para a antena no substrato de vidro pintado com tinta de prata.	51
Figura 3.15 - Resultado medido mostrando o parâmetro de impedância em função da frequência para o protótipo da antena em substrato de vidro.	52
Figura 4.1 - Elementos típicos da matriz de estruturas FSS são: (a) <i>patch</i> retangular, (b) <i>patch</i> circular, (c) cruz de Jerusalém, (d) dipolo cruzado, e (d) dipolo fino.	55
Figura 4.2 - Tipos de preenchimento de células de uma FSS: (a) configuração tipo abertura e (b) configuração tipo <i>patch</i> .	55
Figura 4.3 - Resposta típica na transmissão de acordo com o tipo de preenchimento de célula de uma FSS: (a) resposta típica do tipo abertura e (b) resposta típica do tipo <i>patch</i> .	56
Figura 4.4 - Configuração usual dos equipamentos para medição de FSS.	57
Figura 4.5 - A forma da folha da planta <i>Triangularis</i> , do gênero <i>Oxális</i> .	58
Figura 4.6 - Protótipo da folha <i>Triangularis</i> em (a) laminado de cobre e (b) protótipo da folha pintada com tinta de prata.	59
Figura 4.7 - Setup de medição das FSS bioinspiradas.	59
Figura 4.8 - Simulação e resultados de medição do coeficiente de transmissão, S_{21} (dB), para as FSS em substrato de fibra de vidro usando laminado de cobre revestido, Figura 4.6 (a), e	

pintado com tinta de prata, Figura 4.6 (b). Os ângulos de rotação são $\theta = 0^\circ$, para polarização TE, e $\theta = 90^\circ$, para polarização TM.	60
Figura 5.1 - Linhas de microfita acoplada.	63
Figura 5.2 - Linhas de força de campo elétrico: (a) modo par e (b) modo ímpar.	63
Figura 5.3 - Bloqueador DC com região de acoplamento de um quarto de comprimento de onda. Extraído de [82].	67
Figura 5.4 -Principais parâmetros físicos do bloqueador DC.....	68
Figura 5.5 -Fotografia dos bloqueadores DC: (a) desenvolvido com tinta de prata em fibra de vidro e (b) desenvolvido com técnicas convencionais em fibra de vidro.....	69
Figura 5.6 - Setup de medição dos bloqueadores DC.	70
Figura 5.7 – Simulação e resultados de medição do coeficiente de reflexão, S11 (dB), para os protótipos de bloqueadores DC com revestimento laminado de cobre e superfície pintada com tinta de prata.	71
Figura 5.8 - Simulação e resultados de medição do coeficiente de transmissão, S21 (dB), para os protótipos de bloqueadores DC com revestimento laminado de cobre e superfície pintada com tinta de prata.	71
Figura 5.9 - Acoplador direcional de microfita. Extraído de [93].....	74
Figura 5.10 - Portas do acoplador direcional e principais parâmetros geométricos.....	74
Figura 5.11 - Protótipo de acoplador direcional em substrato de fibra de vidro pintando com tinta de prata (a) e revestido com lamidado de cobre (b).	76
Figura 5.12 - Setup de medição com analisador de redes e cargas casadas de 50 ohms.....	77
Figura 5.13 - Simulação e resultados de medição do coeficiente de reflexão, S11 (dB), para os protótipos de acopladores direcionais com revestimento laminado de cobre e superfície pintada com tinta de prata.....	77
Figura 5.14 - Simulação e resultados de medição da perda de inserção, S21 (dB), para os protótipos de acopladores direcionais com revestimento laminado de cobre e superfície pintada com tinta de prata.....	78
Figura 5.15 - Simulação e resultados de medição para o nível de acoplamento, S31 (dB), para os protótipos de acopladores direcionais com revestimento laminado de cobre e superfície pintada com tinta de prata.....	78
Figura 5.16 – Simulação e resultados de medição do nível de isolamento, S41 (dB), para os protótipos de acopladores direcionais com revestimento laminado de cobre e superfície pintada com tinta de prata.....	79

Lista de Tabelas

Tabela 1 - Regiões de absorção e a respectivas atribuições aos grupos funcionais (cm^{-1}).....	27
Tabela 2 - Percentagem de massa e átomos para a região da Figura 2.6 caracterizada por EDS obtidas no DEMat/UFRN.	31
Tabela 3 – Dimensões das antenas de microfita fabricadas em substrato de fibra de vidro. ...	48
Tabela 6 - Resultados de simulação e medição para a antena de microfita fabricada em substrato de vidro.	52
Tabela 7 – Simulação e medição para a FSS fabricada com laminado de cobre e tinta de prata.	60
Tabela 8 - Parâmetros elétricos e geométricos usados nos bloqueadores DC.....	70
Tabela 9 - Principais resultados para o bloqueador DC.	72
Tabela 10 - Parâmetros elétricos e geométricos usados no acoplador direcional.	76
Tabela 11 - Resultados simulados e medidos para os acopladores direcionais na frequência de 2.45 GHz.....	79

Lista de Símbolos e Abreviatura

Z_0	Impedância característica
Z_{0e}	Impedância característica do modo par
Z_{0o}	Impedância característica do modo ímpar
z_o	Impedância característica do modo ímpar normalizada
z_e	Impedância característica do modo par normalizada
β	Constante de propagação
FT-IR	Espectroscopia no infravermelho com transformada de Fourier
MEV	Microscopia Eletrônica de Varredura
EDS	Espectroscopia de Energia Dispersiva
φ	Fração mássica do material condutor
ϵ_0	Permissividade elétrica no vácuo
ϵ_r	Permissividade relativa
ϵ_{eff}	Permissividade efetiva
λ_0	Comprimento de onda no espaço livre
E	Vetor intensidade de campo elétrico instantâneo
H	Vetor intensidade de campo magnético instantâneo
P	Vetor de Poyting instantâneo
μ_0	Permeabilidade magnética no vácuo
ω	Frequência angular
c	Velocidade da luz

v_p	Velocidade de fase e a constante de propagação
θ	Comprimento elétrico
β	Constante de propagação
λ_0	Comprimento de onda no espaço livre
f_0	Frequência de operação
k_0	Número de onda no espaço livre
h	Espessura do substrato
L	comprimento do patch irradiante
L_0	Comprimento da Linha de alimentação
W	Largura do Patch
x	Eixo x
y	Eixo y
z	Eixo z
BW	Largura de Banda
D	Diretividade
dB	Decibel
FDTD	Diferenças finitas no domínio do tempo
FR-4	Fibra de vidro epóxi
GHz	Giga Hertz
HF	High Frequency
IEEE	<i>The Institute of Electrical and Eletronics Engineers</i>
IFPB	Instituto Federal da Paraíba
MoM	Método dos momentos
RF	Rádio frequência
S_{11}	Coeficiente de reflexão
S_{21}	Coeficiente de transmissão

UFRN Universidade Federal do Rio Grande do Norte

UHF *Ultra High Frequency*

UWB Banda ultra-larga

VSWR Razão de onda estacionária

Br Largura de banda relativa

C Fator de acoplamento

PCS *Personal Communication Systems*

GPS *Global Positioning System*

DEMat Laboratório de Caracterização Estrutural de Materiais Departamento de Engenharia de Materiais

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação/Estado da Arte

A tecnologia de circuitos para sistemas de comunicações sem fio está exigindo a concepção de estruturas planares, compactas, flexíveis e reconfiguráveis. Esta demanda se aplica tanto ao desenvolvimento de novas configurações de antenas e filtros, quanto de filtros espaciais, como as superfícies seletivas de frequência (*Frequency Selective Surfaces* - FSS) [1]. Visando atender essas necessidades, as estruturas planares de antenas, filtros e FSS, por exemplo, precisam ser mais versáteis, tanto em suas formas como em suas aplicações. Inclui-se nisso, a necessidade de melhorar a tecnologia, as técnicas atuais de fabricação e de atender as crescentes demandas por mais velocidade e estabilidade nas redes de comunicação sem fio, sendo razões que levam ao interesse da academia pelo assunto.

Destacam-se, ainda, aperfeiçoamentos nas antenas de microfita, pois são dispositivos que podem usar materiais de baixo custo e construções simples quando comparados a outros tipos de antenas. Essa facilidade de construção permite aos pesquisadores desenvolver protótipos para verificar os resultados de suas pesquisas de forma rápida. Além disso, o tamanho compacto e a compatibilidade desses dispositivos com sistemas embarcados são importantes para que o desenvolvimento seja justificado economicamente [2].

Em [3], visando atender exigências de dispositivos de micro-ondas mais complexos e móveis, foi mostrada uma nova técnica de fabricação em substratos flexíveis. Enquanto que em [4], foi proposta uma nova classe de tecidos condutores revestidos com nano tubos de carbono, que produz flexibilidade e compatibilidade mecânica com esses substratos flexíveis.

A evolução das antenas e o uso cada vez mais comum de redes de comunicação sem fio, tem trazido a inconveniência da interferência eletromagnética num mesmo ambiente, ao ponto de causar efeitos negativos significativos na transmissão da informação desejada. Para amenizar esse problema, os pesquisadores têm investigado as propriedades de absorvedores e superfícies seletivas de frequência, sendo que estes últimos desempenham um papel importante na filtragem ou reflexão de frequências específicas, com a vantagem de baixo peso quando comparado a uma superfície metálica, com pesquisas investigando a aplicação dessas FSS na construção de um ambiente onde são minimizadas interferências eletromagnéticas [5].

Na área de micro-ondas, diversas pesquisas têm sido realizadas para estudar diferentes configurações e tipos de FSS, tais como: FSS de camada simples com diferentes elementos em uma célula periódica [6]; superfícies reconfiguráveis [7]; filtros seletivos com múltiplas camadas ou empilhados [8]; arranjos periódicos sobre substratos dielétricos

anisotrópicos [9]; FSS que utilizam elementos derivados de fractais [10]; ou mesmo com elementos bioinspirados [11].

Os filtros têm desempenhado um importante papel nos circuitos eletrônicos aplicados aos sistemas de telecomunicações, desde os circuitos mais básicos até os mais avançados, existentes nos sistemas atuais [11], entre eles, bloqueadores de corrente contínua, que, como um componente passivo básico, impede o fluxo de corrente contínua, permitindo que o sinal de radiofrequência (RF) passe, sendo amplamente usado em *mixers*, amplificadores, chaves e multiplicadores, etc [12].

A partir de 1910, com a disseminação dos sistemas de telefonia, uma nova tecnologia capaz de detectar sinais presentes em uma determinada faixa de frequência, modificou drasticamente o cenário das telecomunicações e contribuiu de forma decisiva para o desenvolvimento e as pesquisas dos filtros [13]. O surgimento de novos materiais, novos processos de fabricação e a necessidade de miniaturização dos circuitos, estimularam o desenvolvimento de estruturas planares capazes de operar como linhas de transmissão, conhecidas como linhas de microfita [14], como acopladores, fundamentais nos sistemas de comunicações que utilizam ondas eletromagnéticas na faixa de micro-ondas, como em sistemas de Transmissão Direta via Satélite, Sistema de Comunicação Pessoal (*Personal Communication Systems* - PCS), Redes sem Fios (WLANS), Sistemas de Posicionamento Global (*Global Positioning System* - GPS) [15].

Os acopladores direcionais têm grande importância para sistemas de comunicação receptores e transmissores de sinais. Nas frequências de micro-ondas, a interconexão de dispositivos necessita de acopladores direcionais para evitar reflexões de sinais na interconexão. Acopladores direcionais são usados em misturadores balanceados, amplificadores, osciladores, defasadores, atenuadores, moduladores, discriminadores e pontes de medidas.

Visando reduzir o desperdício, o custo de ferramentas e materiais, acelerar a produção e permitir projetos que podem não ser viáveis com os processos de produção convencionais de circuitos de micro-ondas e RF, na última década, trabalhos vêm sendo realizados com uso de tintas condutivas em tecnologias de impressão [16]-[19]. Essa flexibilidade permite a fabricação de componentes complexos e encurta significativamente em termos de tempo o processo de fabricação desses componentes que trabalham na faixa de frequência de GHz.

A impressão 3D é uma das tecnologias utilizadas em [16] com a fabricação de uma antena usando diamina acetato de prata (DAS), no entanto, altas perdas foram observadas, podendo ser amenizadas através da deposição de camadas de tinta condutiva mais espessas, segundo consta no trabalho.

Em [17], vemos a proposta com a técnica de impressão a jato de tinta para a fabricação de antenas em substrato de papel com a tinta ANP silverjet 55Lt-25C, mostrando um bom desempenho, enquanto que em [18], o destaque é para o potencial da impressão a jato de tinta em antenas de banda ultra larga (UWB) em substratos de acrilonitrilo termoplástico de baixo custo e em substrato de policarbonato de butadieno estireno (ABS-PC) devido a promissoras propriedades mecânicas e térmicas.

A tinta usada no trabalho [19] é a base de prata, para imprimir a antena, cuja referência é ANP Silverjet DGP-40LT-15C (ANP Corporation, Sejong-si, Coreia do Sul),

que contém 30-35% de nanopartículas de prata dispersas em um TGME (trietilenoglicol éter monoetilico), com a técnica de impressão de jato de tinta, mostrando mais uma vez que tintas condutivas podem ser aplicadas para a fabricação de antenas.

Quanto a aplicação de tintas condutivas em FSS, mais uma vez a técnica de impressão a jato de tinta em [20]-[21] em substratos de papel comercial usando tintas de nanopartículas de prata foi usada, enquanto que não foram encontrados trabalhos com bloqueadores de corrente contínua (*DC blocks*) e acopladores direcionais com o uso de tintas condutivas.

Neste trabalho é discutido a aplicação de uma tinta condutiva de carbono, disponível no mercado, onde a mesma mostrou-se não ser aplicável no projeto de construção de circuitos de alta frequência, por não apresentar boa condutividade elétrica, que em parte é função do tipo de aditivo condutor e fração mássica do mesmo.

A motivação deste trabalho advém da necessidade de se ter uma nova tinta condutiva, que pudesse apresentar condutividade melhor que a encontrada comercialmente, para ser aplicável ao projeto de construção de circuitos de micro-ondas de alta frequência. Para isso, foi investigado a possibilidade de utilização de uma nova tinta sintetizada a partir da nitrocelulose e com concentração elevada de partículas de prata na fabricação de circuitos integrados para sistemas de comunicação sem fio, como antenas planares, superfícies seletivas de frequência (*frequency selective surfaces* - FSS), bloqueadores de corrente contínua e acopladores direcionais (*directional couplers*). Os dois últimos circuitos foram projetados em estruturas de linhas de microfita paralelas acopladas.

A nova tinta sintetizada foi capaz de formar um filme condutor que aderiu em superfícies como vidro e fibra de vidro, sendo utilizada como proposta alternativa ao emprego de técnicas convencionais de fabricação de circuitos integrados de micro-ondas, como a prototipagem (que requer o uso de equipamentos dedicados), a corrosão parcial em laminados de cobre (através de percloro de ferro), a transferência térmica e a serigrafia. A importância da utilização da tinta condutiva está associada à facilidade, eficiência, versatilidade e redução de custos de fabricação dos circuitos integrados, por utilizar pequenos pincéis para a aplicação sobre materiais dielétricos diversos, dispensando a aquisição de equipamentos dedicados, minimizando ainda o desperdício (de ferramentas e materiais).

A simulação e o projeto desses circuitos foram efetuados através dos *softwares* Ansys Designer e Ansys HFSS, utilizados como ferramentas para os projetos dos circuitos planares de microfita, por oferecem ambientes adequados para a simulação e a otimização dos parâmetros das estruturas, por implementar o método dos momentos (*method of moments* - MoM) e o método dos elementos finitos (*finite element method* - FEM), que são métodos de análise rigorosos e precisos. Nas análises, foram considerados substratos de vidro e de fibra de vidro, lâminas condutoras muito finas de cobre e superfícies pintadas com tinta de prata. Os resultados medidos são obtidos por meio de setups de medição com analisador de redes vetorial R&S ZVB14.

Para fins de validação dos resultados das simulações e de comparação entre resultados experimentais, foram fabricados e medidos protótipos de antenas de microfita sobre substratos de vidro e fibra de vidro, com laminado de cobre e com superfície pintada com a tinta condutiva. As medições do coeficiente de reflexão e da impedância de entrada

dessas antenas, permitiu avaliar a propriedade de transmissão e de circuito das estruturas pintadas.

No caso das FSS, foram simulados e fabricados protótipos com elementos inspirados na folha da planta *Oxalis triangularis* sobre substratos de fibra de vidro, com laminado de cobre e com superfície pintada com a tinta condutiva. As medições do coeficiente de transmissão dessas FSS, permitiu investigar o comportamento em frequência de aspectos relacionados à transmissão e reflexão desses circuitos.

Para os casos do bloqueador de corrente contínua e do acoplador direcional, foram simulados e fabricados protótipos sobre substratos de fibra de vidro, com laminado de cobre e com superfícies pintadas com a tinta condutiva, propiciando a oportunidade de investigar o efeito na filtragem e no acoplamento eletromagnético produzido entre as linhas de microfita paralelas pintadas.

A boa concordância observada entre os resultados simulados e medidos para os protótipos dos circuitos integrados de micro-ondas pintados com a tinta de prata, valida a eficiência e a versatilidade do procedimento de impressão com o uso da tinta condutiva sintetizada.

1.2 Objetivos

O objetivo geral possui três aspectos principais:

- Sintetizar uma nova tinta condutiva, com concentração elevada de partículas de prata;
- Investigar a possibilidade de sua utilização na fabricação de circuitos integrados para sistemas de comunicação sem fio, como antenas planares, FSS, bloqueadores de corrente contínua e acopladores direcionais.
- Propor um procedimento simples de impressão utilizando pequenos pincéis, para a fabricação de circuitos de microfita.

Quanto aos objetivos específicos do trabalho, temos:

- Avaliar o comportamento ressonante dessas superfícies pintadas.
- Comparar os resultados simulados e medidos.
- Descrever a característica, quanto aos parâmetros de espalhamentos e de onda, para as superfícies pintadas.

Para início da pesquisa, foi procurado responder os seguintes questionamentos:

1) A partir de tintas condutivas disponíveis no mercado, como a produzida com carbono, é possível que possam ser usadas em substituição aos circuitos revestidos com laminados de cobre em dispositivos planares de microfita?

2) Como obter uma tinta que possua condutividade melhor que as disponíveis no mercado a baixo custo e que tenha potencial de aplicação em circuitos planares de microfita?

1.3 Organização do Texto

Este trabalho encontra-se distribuído em 6 capítulos, buscando evidenciar o referencial teórico e bibliográfico dos circuitos integrados de micro-ondas, apresentando, ainda, uma análise dos resultados obtidos com o uso da tinta em circuitos planares distintos, com estruturas isoladas e acopladas, permitindo avaliar aspectos relacionados com a transmissão, a reflexão, o acoplamento, a radiação e a filtragem de ondas eletromagnéticas.

O Capítulo 2 apresenta as etapas para a síntese da tinta à base de nitrocelulose e prata metálica, onde são feitas análises quantitativas para a identificação dos elementos químicos presentes nas superfícies pintadas com essa tinta, recorrendo-se à teoria de percolação elétrica para explicar o mecanismo de condução dessas superfícies, para em seguida ser aplicada na fabricação das estruturas de circuito planares de microfita.

O Capítulo 3 apresenta uma revisão bibliográfica sobre antenas de microfita. Em seguida são apresentados os resultados comparativos da aplicação da tinta sintetizada a partir da nitrocelulose e prata metálica no projeto das antenas em substrato de fibra de vidro e vidro. Desempenhos consistentes são obtidos com essas estruturas pintadas quando comparados a protótipos fabricados com revestimento laminado de cobre.

No Capítulo 4 é apresentado um referencial teórico a respeito da teoria de FSS, bem como o desenvolvimento de uma estrutura bioinspirada com elementos pintados com a tinta de prata e outra com revestimento laminado de cobre, onde se observa uma boa concordância entre os resultados medidos para ambas estruturas, quando confrontados com as simulações realizadas com o software *Ansoft HFSS*.

O Capítulo 5 apresenta o referencial teórico para descrever a modelagem e análise dos resultados dos circuitos de microfita com linhas acopladas fabricadas com a nova tinta de prata, onde é obtido uma boa concordância entre os resultados simulados e medidos para as perdas de retorno e de inserção do bloqueador das estruturas acopladas e, mesmo apresentando níveis de acoplamento ligeiramente menores, mostram ter o mesmo formato da resposta obtida através da simulação.

O Capítulo 6 apresenta as principais conclusões obtidas nesta tese, apontando sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Síntese de tintas condutivas a base de nitrocelulose

2.1 Introdução

Tintas são composições químicas líquidas, pastosas ou em pó que ao sofrer o processo de cura, são capazes de formar película aderente ao substrato [22].

A composição básica de uma tinta em geral conta com pigmento, veículos ou aglutinadores, solventes e aditivos.

Os pigmentos são divididos em dois principais: base e inerte. Pigmentos bases dão cor à tinta. Compostos de metais como o chumbo, já foram muito usados na fabricação de pigmentos bases. Atualmente, os fabricantes de tintas empregam sintéticos (substâncias artificiais) para a maioria dos pigmentos bases. Os pigmentos inertes são materiais, como carbonato de cálcio, argila, silicato de magnésio, mica ou talco, que conferem maior durabilidade à tinta.

Os veículos ou Aglutinadores servem para aglutinar (unir) as partículas de pigmentos e incluem óleos, vernizes, látex e resinas naturais e sintéticas. Quando um veículo entra em contato com o ar, seca e endurece. Essa ação transforma a tinta em uma película rígida que retém o pigmento sobre a superfície.

Solventes são adicionados à tinta para torná-la mais fluida. Algumas tintas são classificadas de acordo com o solvente. As tintas de látex, por exemplo, são diluídas com água e são chamadas tintas à base de água. Tintas insolúveis em água requerem solventes orgânicos, como subprodutos de petróleo. Essas tintas são denominadas tintas à base de solvente.

Aditivo é a substância que, adicionada às tintas, proporciona características especiais às mesmas ou melhorias nas suas propriedades. Existe uma variedade enorme de aditivos usados na indústria de tintas e vernizes: secantes, antisedimentares, niveladores, antipele, antiespumante, etc.

2.2 Nitrocelulose e a produção de tintas

A nitrocelulose é utilizada para produção de resinas que entram na composição básica das tintas, resina esta que é produzida pela reação de celulose com ácido nítrico, na presença de ácido sulfúrico [23].

Dentre as principais características da resina de nitrocelulose, temos:

- Boa compatibilidade com outras resinas.
- Baixo custo.
- Ótima ação filmogênica.

- Promove secagem rápida.
- Promove elevado brilho.

É possível destacar inúmeras aplicações deste polímero artificial no processo de produção de diversas áreas industriais. A partir da descoberta das propriedades explosivas foi possível traçar um caminho, passando pelo avanço na indústria bélica, produção de fios sintéticos, esmaltes, entre outros, até chegar à fabricação de tintas [24].

A nitrocelulose, ou nitrato de celulose, é um polímero, tendo, portanto, massa molecular variável. Para a trinitrocelulose a fórmula mínima, com trinitração da glicose, é $[C_6H_7O_3(ONO_2)_3]$. Sua aparência é a de um filamento de algodão branco e um pouco amarelado. Seu ponto de fusão é em torno de 160 a 170°C temperatura na qual já se pode ter início a ignição, havendo decomposição do composto a temperaturas maiores.

No monômero da nitrocelulose ressalta-se

- Molécula de glicose.
- Presença de até três grupos nitro (NO_2) por molécula de glicose.

Os grupos OH formam fortes ligações de hidrogênio entre as moléculas da celulose, dificultando a ação do calor e de solventes para que não haja decomposição química.

No entanto, após tratamento com ácido nítrico na presença de ácido sulfúrico, ocorre ataque da espécie nitrônio ao oxigênio das OH, gerando o grupamento $-ONO_2$.

Após a adição do ácido sulfúrico ao ácido nítrico ocorre a protonação e desidratação do ácido nítrico, gerando o íon nitrônio $[O=N-O^+]$, que é um cátion geralmente instável e extremamente reativo.

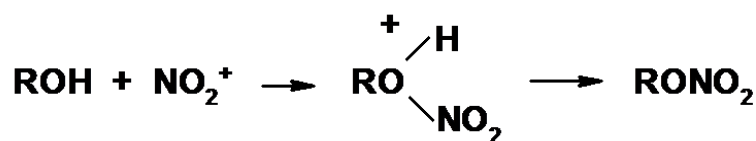


Figura 0.1 - Reação de nitração.

Em teoria, todos os três grupos OH de cada unidade da glicose podem ser substituídos, resultando em trinitrato de celulose, que contém mais de 14% de nitrogênio. Na prática, existe também dinitração e até mononitração em diferentes partes do polímero de celulose, ficando a média de 1,8 a 2,8 grupos nitro adicionados por molécula, com um conteúdo de nitrogênio entre 10,5% e 13,5%.

O grau de nitração determina a solubilidade e a inflamabilidade do produto final. Nitrocelulose com alto teor de nitrogênio, ou seja, com mais de 12,5%, forma uma substância fofa, conhecida como algodão-pólvora. O algodão-pólvora é instável ao calor e mesmo uma amostra cuidadosamente preparada pode decompor-se rapidamente em temperaturas superiores a 150 °C. O algodão-pólvora é empregado em pólvoras sem fumaça, propulsores de foguetes e explosivos. A nitrocelulose com teor de nitrogênio mediano (entre 10,5% e 12,5%) também é termo-instável, porém se decompõe menos violentamente do que o algodão-pólvora, e é solúvel em álcoois e éteres. A nitrocelulose deste tipo é conhecida por vários nomes tais como piroxilina e algodão colódio, é empregada como um agente formador da película de tintas à base de solventes [25], presente neste trabalho.

No monômero da nitrocelulose, Figura 2.2, ressalta-se:

- Molécula de glicose;
- Presença de até três grupos nitro (NO_2) por molécula de glicose.

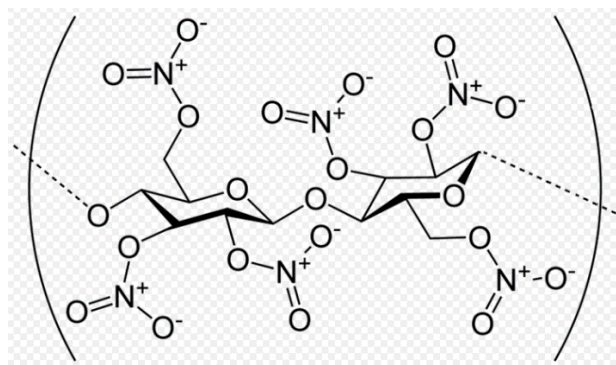


Figura 0.2 - Molécula de nitrocelulose.

Como o próprio nome revela, a nitrocelulose é derivada da celulose. A celulose é um polímero natural obtido a partir da polpa da madeira ou de fibras das sementes de algodão.

2.3 Processo de síntese de tinta à base de nitrocelulose

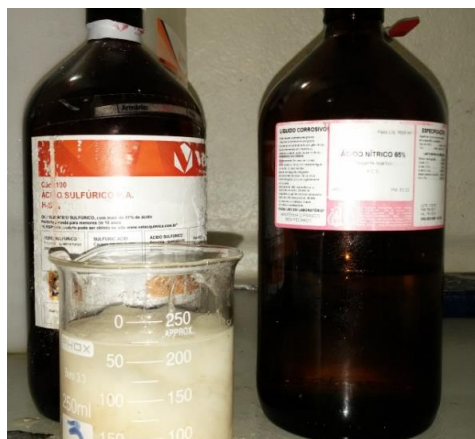
2.3.1 Síntese da nitrocelulose

Para a obtenção da nitrocelulose, inicialmente foi preparada a solução sulfonítrica: em um *becker* foi adicionado uma mistura de 3 para 1 de ácido sulfúrico concentrado (150 ml) mais ácido nítrico concentrado (50 ml) sob agito com uma vareta de vidro, sendo este passo perigoso devido a libertação de fumos tóxicos e extremo aquecimento da solução, sendo realizado num *hotte* aspirante e uso de material de proteção pessoal adequado, como luvas e óculos de proteção. Deixou-se a solução de ácidos em banho frio e após a solução de ácido estabilizar, Figura 2.3(a), acrescentou-se 6 g de celulose em pequenas porções e agitou-se vagarosamente e com a ajuda de uma pinça, assegurando que o algodão esteja completamente mergulhado na mistura, Figura 2.3 (b), deixando agir por 30 minutos, não podendo esse tempo ser estendido por mais de uma hora, pois o algodão pode acabar se dissolvendo.

Passados os 30 minutos, com o auxílio da pinça e do bastão de vidro o algodão é lavado repetidas vezes em água destilada a fim de neutralizar o ácido remanescente. O algodão é então mergulhado numa solução de bicarbonato de sódio, Figura 2.3 (c), até que não houvesse mais efervescência. A nitrocelulose foi comprimida e acomodada numa placa de petri e deixada secar em estufa a 60°C por 12h.



(a)



(b)



(c)

Figura 0.3 - Processo de síntese da nitrocelulose: (a) solução sulfonítrica, (b) algodão mergulhado em solução sulfonítrica, (c) neutralização do ácido remanescente.

Após realizado esse procedimento, o resultado é um algodão de mesmo aspecto conforme Figura 2.4, porém com uma consistência mais áspera, que possui uma inflamabilidade elevada.



Figura 0.4 – Aspecto do algodão após a secagem.

A nitrocelulose seca é relativamente segura, mas deve-se tomar cuidado ao estocá-la em recipiente fechado, pois nestas condições ao invés de queimar, ela explode.

2.3.2 Caracterização da Nitrocelulose

Como forma de caracterizar a nitrocelulose, é utilizada a espectroscopia no infravermelho, que é uma ferramenta útil e que produz dados importantes sobre a composição química da amostra, como seus grupos funcionais. Essa técnica se baseia na radiação absorvida que atravessa a amostra a ser analisada, obtendo assim, regiões (ou bandas) de absorção característicos de cada grupo funcional.

Um espectro de absorção/reflexão pode ser determinado com um espectrofotômetro Figura 2.5, que consiste de uma fonte de radiação na região espectral do infravermelho (intervalo de 12.800 cm^{-1} a 10^{-1} cm^{-1}), um monocromador, que contém o seletor de comprimentos de onda tipo prisma, espelhos, um receptáculo para amostras, um fotodetector e uma impressora ou computador.

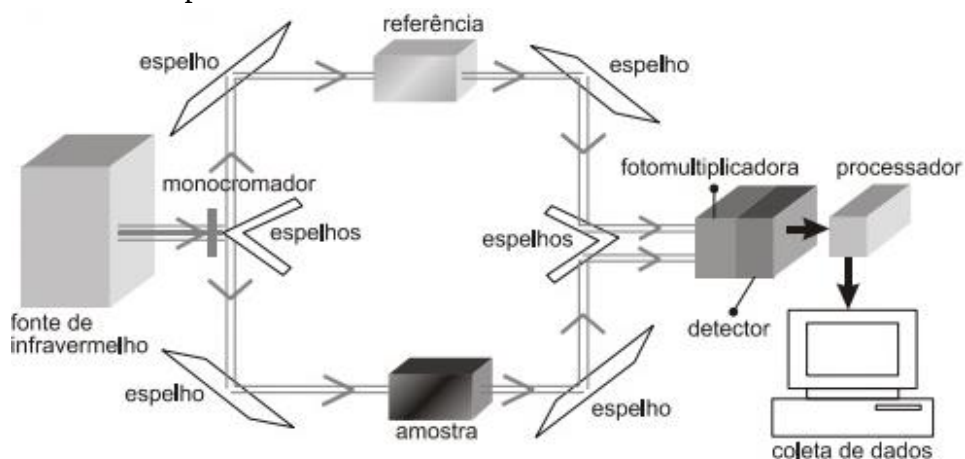


Figura 0.5 - Diagrama esquemático de espectrofotômetro.

De forma resumida e simplificada, os espectrômetros são aparelhos que compreendem uma fonte de energia radiante, um sistema colimador, um local destinado à amostra, um sistema monocromador e um sistema detector.

Na Figura 2.6, podemos ver as bandas de absorção características de cada grupo funcional, de uma pequena amostra da nitrocelulose sintetizada neste trabalho, obtidas no laboratório de síntese de pós nanométricos da Universidade Federal do Rio Grande do Norte (UFRN), a partir da técnica de espectroscopia no infravermelho.

A localização de uma banda de absorção no infravermelho pode ser especificada pelo seu comprimento de onda (λ) e com a radiação que atravessa a amostra a ser analisada, no caso a transmitância. O principal grupo de absorção obtido, na amostra estudada, refere-se aos grupos NO, que são predominantes na estrutura de compostos como a nitrocelulose, conforme mostra a Tabela 1, estando em acordo com [26] e [27].

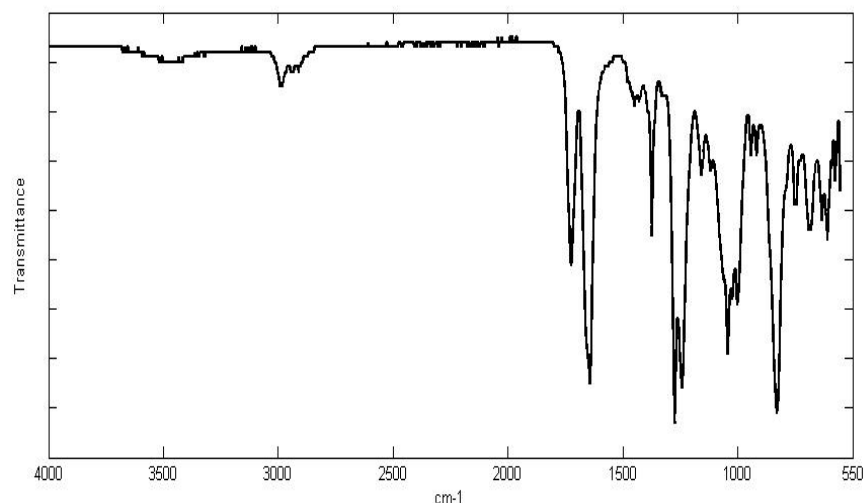


Figura 0.6 - Espectrograma da nitrocelulose.

Na análise do espectro na região do infravermelho, Figura 2.6, é possível observar as principais bandas funcionais referentes aos grupos $[O=N^+-O^-]$, que são predominantes na estrutura de compostos como a nitrocelulose.

Tabela 1 - Regiões de absorção e a respectivas atribuições aos grupos funcionais (cm^{-1}).

Atribuições	Regiões (cm^{-1})
Noh	3437
$\nu_a O=N^+-O^-$	1650
$\nu_s O=N^+-O^-$	1380
$\delta O=N^+-O^-$	840
$\omega(\text{aneis alifáticos})C-O=N^+-O^-$	1280
$\delta_a(\text{Anel Aromático})$	790
$\rho(\text{deformação em cadeia})COC$	720
$\nu_a(\text{estiramento assimétrico}); \nu_s(\text{estiramento simétrico});$ $\delta_a(\text{deformação angular}); \omega(\text{wagging}); \text{e } \rho(\text{rocking}).$	

Em uma análise mais detalhada da Figura 2.6, observam-se também absorções nas regiões de 1650, 1380 e 840 cm^{-1} , características do grupo $[O=N^+-O^-]$ e ainda, em 1280 cm^{-1} as deformações em cadeia, do anel aromático com o grupo $[O=N^+-O^-]$, indicando a presença de um composto orgânico nitrônio. Entretanto, estas observações não permitem identificar com precisão a identidade do composto. Portanto, dentro dos limites de detecção da técnica pela análise FT-IR da amostra propelente BS REX-1200, conclui-se que a formulação é composta principalmente de nitrocelulose, difenilamina e traços de um composto carboxilado [28].

2.3.3 Solução de nitrocelulose e adição do pó metálico

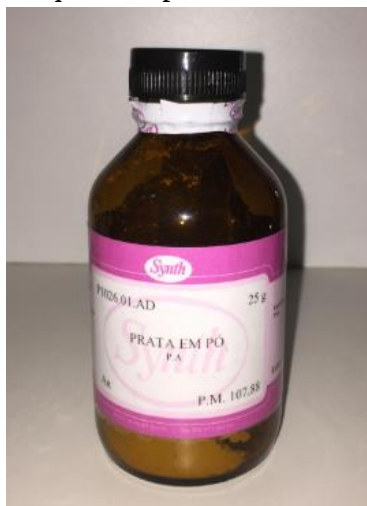
Para dissolver a nitrocelulose, usou-se o acetato de etila. Foram acrescentados 3 gramas de nitrocelulose para 35 ml de acetato de etila em um *becker* de 50 ml, sob agitação com bastão de vidro, obtendo uma solução coloidal, Figura 2.7.



Figura 0.7 - Solução de nitrocelulose.

Após a completa dissolução da nitrocelulose é realizado o processo de filtração simples, usando-se um papel de filtro convenientemente dobrado em quatro, formando um cone. Esse método físico, de separação de misturas heterogêneas, é usado quando temos um sólido disperso em um líquido ou gás. No caso em questão, é usado para filtrar pequenas porções sólidas de nitrocelulose que não tenham sido dissolvidas em acetato de etila.

Após o processo de filtração, são acrescentados 5 gramas de prata metálica em pó, Figura 2.8 (a), com controle de granulometria até 35 μm em 15 ml de solução de nitrocelulose, sob agitação moderada. A mistura é uma tinta, Figura 2.8 (b), que forma um filme condutor quando aplicada a uma superfície.



(a)



(b)

Figura 0.8 – Aditivo e mistura: (a) pó metálico de prata e (b) tinta sintetizada de prata à base de nitrocelulose.

Após a homogeneização, a mistura passa a apresentar boa fluidez, sendo a tinta condutora agitada por alguns minutos antes do uso (para restabelecer a homogeneidade da mistura sempre que a mesma possa ser aplicada sobre uma superfície).

2.4 Morfologia da superfície pintada

Para a pintura das superfícies proposta no trabalho, a tinta é diluída com acetato de etila, também sob forte agitação, obtendo assim mais fluidez e dispersão da carga metálica presente na tinta, como forma de alcançar a condutividade que seja adequada para aplicação nos projetos das antenas de microfita, FSS, bloqueadores de corrente contínua e acopladores.

Como forma de obter a morfologia e a identificação dos elementos químicos da superfície condutora, foram utilizadas as técnicas de Microscopia Eletrônica de Varredura (MEV) e Espectroscopia de Energia Dispersiva (*Energy Dispersion Spectroscopy* - EDS), que são técnicas de microanálise de raios-X qualitativa e quantitativa que fornecem informações sobre a composição química de uma amostra para os elementos com número atômico (Z) > 3 [29]. Nessa técnica, um feixe de elétrons é focalizado sobre a amostra em um microscópio eletrônico de varredura ou de transmissão, então os elétrons do feixe primário penetram na amostra e interagem com seus os átomos, conforme mostra a Figura 2.9.

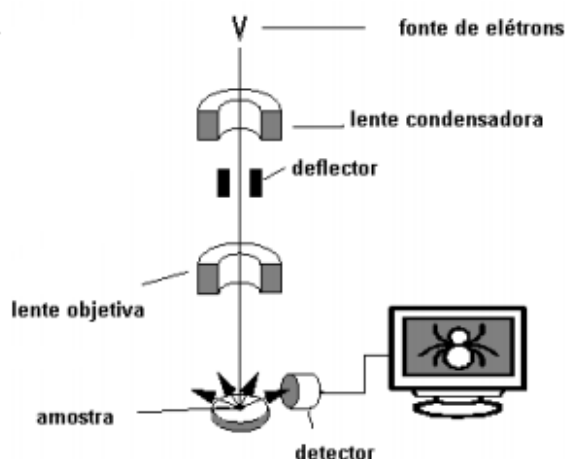


Figura 0.9 - Desenho esquemático de um microscópio eletrônico de varredura.

Os raios X são detectados por um detector de dispersão de energia, que produz um espectro, ou histograma de intensidades (número de raios-X ou taxa de contagens de raios-X) em função da energia. As energias dos raios-X característicos permitem que os elementos que constituem a amostra sejam identificados, enquanto que as intensidades dos picos desses raios permitem que as concentrações dos elementos sejam quantificadas. Os princípios subjacentes à geração de raios-X e de detecção por EDS são as mesmas para o MEV. A imagem obtida com o MEV de uma pequena superfície pintada com a nova tinta de prata é vista na Figura 2.10, obtidas no Laboratório de Caracterização Estrutural de Materiais Departamento de Engenharia de Materiais (DEMat) da UFRN.

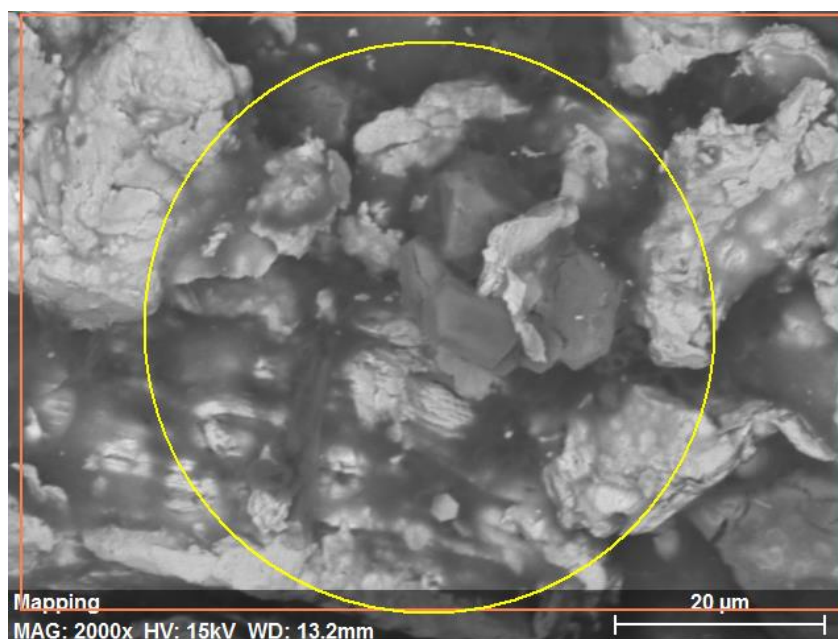


Figura 0.10 - Imagem obtida pelo MEV mostrando a disposição das partículas sobre o substrato de fibra de vidro.

Na Figura 2.11 é mostrado o gráfico do número de raios X detectados em função de suas energias. Os raios-X característicos formam picos que permitem que os elementos presentes na amostra sejam identificados, conforme Tabela 2.

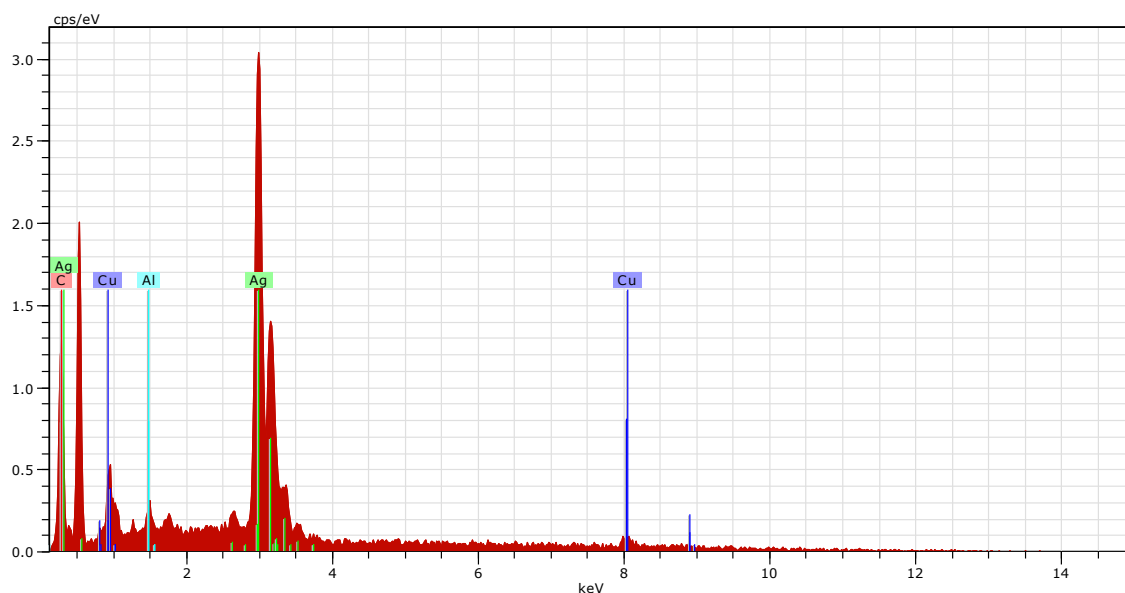


Figura 0.11 – Espectros de energia dispersiva obtido por microanálise de raios-X característicos por EDS.

Tabela 2 - Percentagem de massa e átomos para a região da Figura 2.6 caracterizada por EDS obtidas no DEMat/UFRN.

Elemento	Concentrações normalizadas	
	[% peso]	[% átomos]
Carbono	13.94	56.62
Prata	78.31	35.42
Cobre	5.81	4.46
Alumínio	1.94	3.50

A percentagem, em massa, de átomos fornecidos pelo microscópio eletrônico de varredura para a mesma amostra da Figura 2.6 foi 13,94% para o carbono, 78,31% para a prata, 5,81% para o cobre e 1,94% para o alumínio, conforme Tabela 2. É mostrada na Figura 2.12 uma imagem para os componentes prata, cobre e alumínio, presentes na amostra citada.

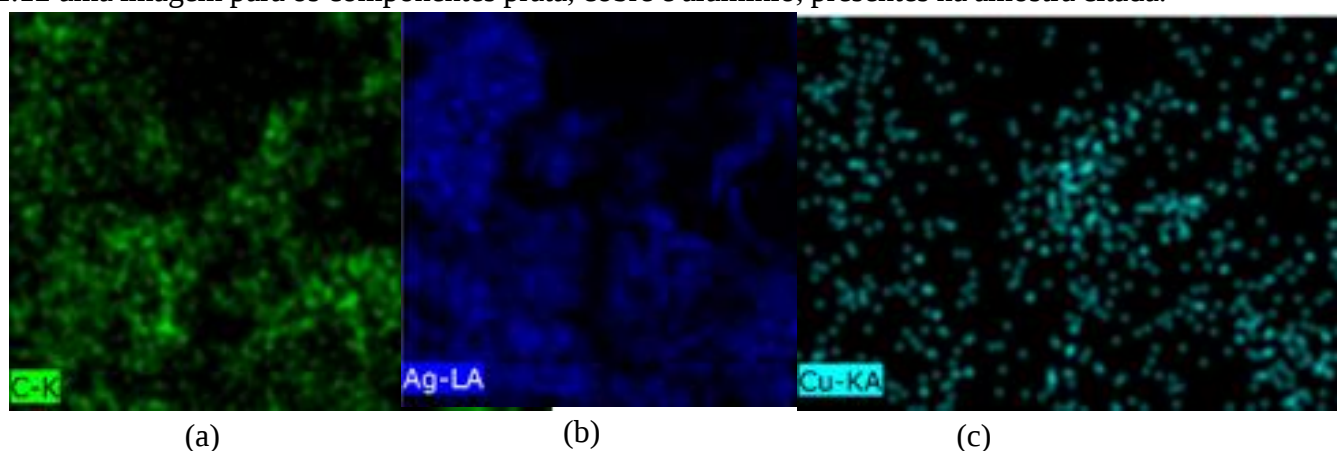


Figura 0.12 – Região observada na Figura 2.6, contendo alto teor de (a) carbono, (b) prata, (c) cobre.

Na Figura 2.13, é ilustrada as etapas realizadas para a obtenção da nitrocelulose, bem como o processo de síntese da tinta condutora.

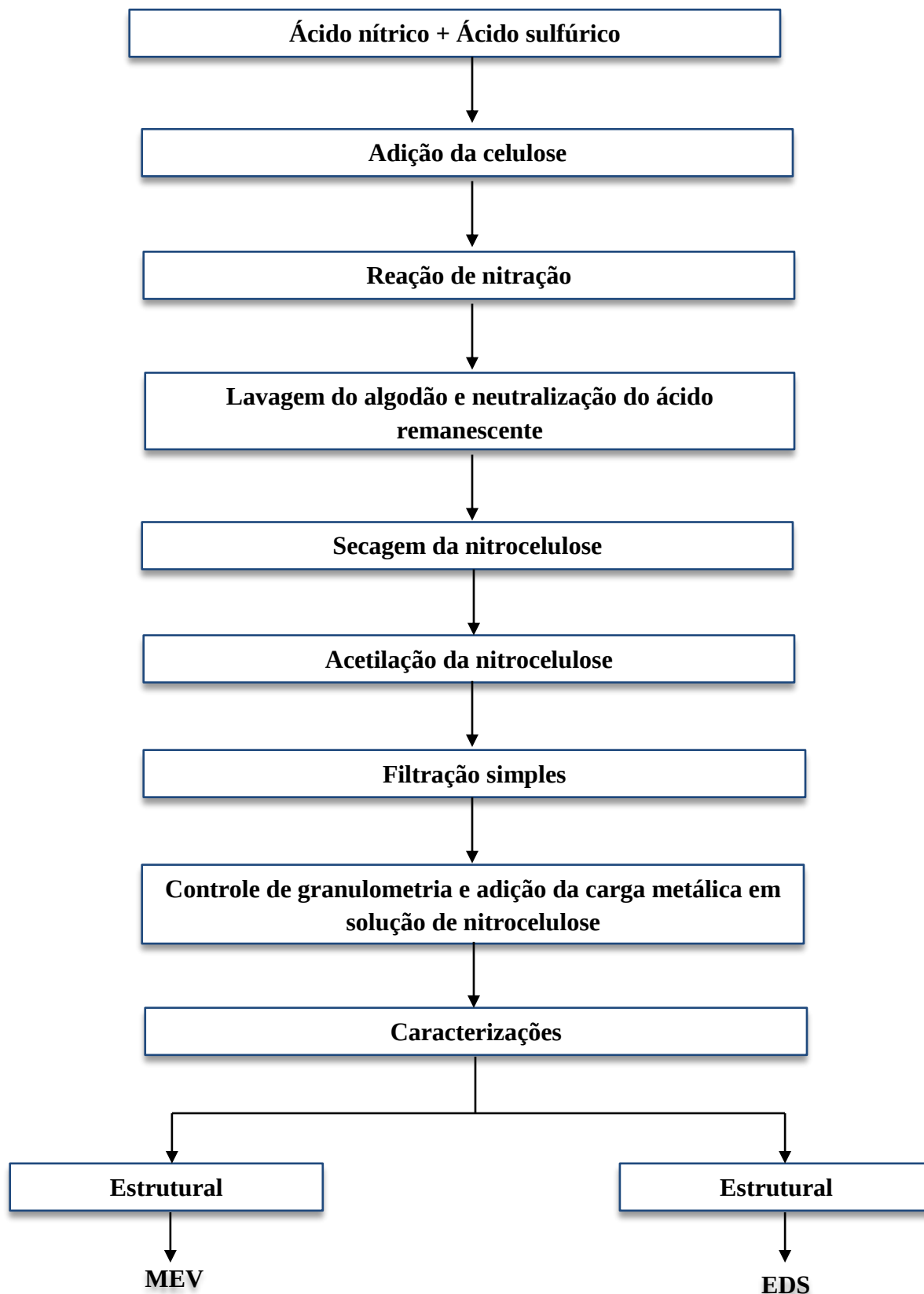


Figura 0.13 – Diagrama das etapas realizadas para a obtenção da nitrocelulose e síntese da tinta condutora.

Pelas imagens obtidas através do MEV observa-se que o filme condutor apresenta-se na forma de aglomerados de tamanhos variados. O tamanho médio desses aglomerados é de 20 μm .

2.5 Análise da Tinta de Prata Eletricamente Condutora

A incorporação de partículas eletricamente condutoras em uma matriz isolante polimérica, como é o caso da nitrocelulose discutida neste trabalho, é um exemplo importante da modificação de materiais em áreas até então restrita aos metais, tais como, adesivos condutivos encontrados no comércio. A esta classe é dada a denominação de compósitos condutores poliméricos que apresentam muitas vantagens em comparação aos metais, como por exemplo, processabilidade.

Quando se adiciona certa concentração de carga condutora, como partículas de prata, em uma matriz polimérica, observa-se que essa matriz, que antes era isolante, passar a conduzir corrente elétrica [30]. Essa condutividade elétrica depende criticamente da concentração de carga condutora adicionada à matriz, sendo que baixas concentrações levam a uma grande distância média entre as partículas. Caso a concentração de carga adicionada ao polímero seja suficiente para permitir a aproximação dessas partículas, isso permitirá a formação de um caminho condutor e é nesse momento no qual se observa um intervalo de concentração para o qual a condutividade pode mudar drasticamente em várias ordens de grandeza para pequenas variações no teor de carga. A este comportamento dá-se o nome de limiar de percolação elétrica [31]. Para maiores concentrações, o número de caminhos condutores aumenta até a formação de uma rede tridimensional. Nessa faixa, a condutividade é alta e torna-se menos sensível às pequenas alterações na concentração volumétrica da carga na matriz [32].

Em geral, um compósito condutor apresenta então duas fases, uma condutora e a outra isolante e exibem um limiar de percolação que foi estudado por [33], que explicam o mecanismo de condução nesse compósito condutor [32].

Recorre-se à teoria de percolação, por possibilitar uma interpretação do comportamento da condução elétrica [34]. Segundo a teoria de percolação, a condutividade elétrica de um compósito é diretamente dependente da concentração de material condutor adicionado à matriz isolante, bem como de quanto condutivo é esse material [35].

Quando a concentração de material condutor é baixa surgem aglomerados isolados. À medida que se aumenta a concentração de material condutor, ocorrem aglomerados maiores permitindo o surgimento de um caminho condutor [36].

A teoria de percolação pode ser dividida em dois modelos: percolação por sítios e percolação por ligações. Neste trabalho, será tratado do modelo de percolação por sítios.

No modelo de percolação por sítios, deve-se imaginar um quadrado coberto por uma rede de S sítios vazios, onde cada um tem a probabilidade p de estar ocupado por grãos condutores (como é a proposta do nosso trabalho, com as partículas de prata) e a probabilidade $1-p$ de estar vazio. A Figura 2.14(a) ilustra uma rede bidimensional, com $(1-$

p) S sítios desocupados. Já em 2.14(b), temos $(p)S$ sítios ocupados, onde são definidos os aglomerados como sítios vizinhos ocupados mais próximos.

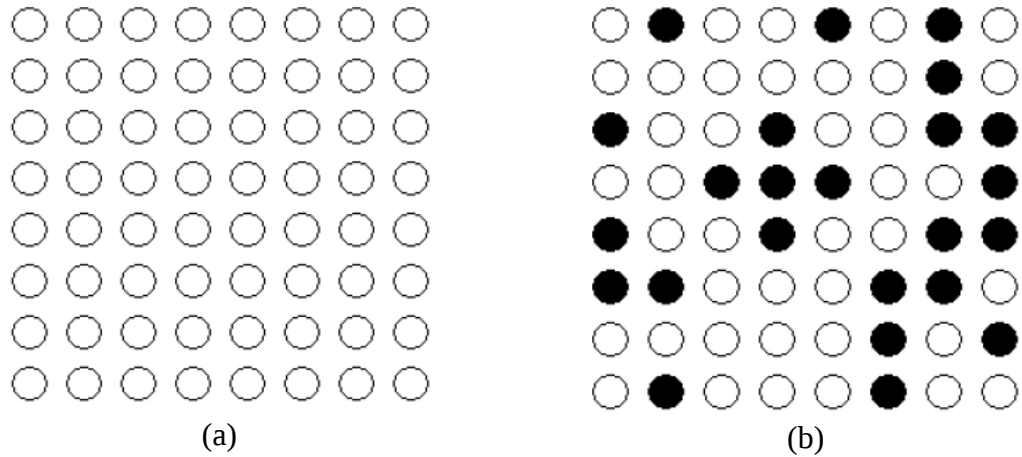


Figura 0.14 - Exemplo de uma rede quadrada bidimensional (a) de $(1-p)S$ sítios desocupados e (b) de $(p)S$ sítios ocupados. Extraído de [34].

Infere-se que, quando a probabilidade p é próxima de zero existe um número pequeno de sítios ocupados, mas quando é igual a 1, surge um aglomerado de partículas que atravessa a rede de uma extremidade a outra.

Em rede bidimensional quadrada existe uma concentração crítica p_c de sítios ocupados, que, uma vez atingida, podemos dizer que o sistema percolou, formando um caminho ininterrupto de sítios ocupados. Tal concentração é de, aproximadamente, 60% de sítios ocupados [36]. Para uma rede cúbica simples (3D) tem-se que $p_c=0,3116$ [37].

A figura 2.15 mostra um exemplo da percolação de sítios de uma rede bidimensional entre eletrodos colocados em ambas as extremidades superior e inferior da rede quadrada, fazendo com que surja uma diferença de potencial. Caso o sistema tenha percolado $p \geq p_c$, Figura 2.15 (b) e 2.15 (c), ou seja, se houverem grandes quantidades de sítios ocupados, maior que a concentração crítica, formando assim um caminho ininterrupto desses sítios, haverá um fluxo de corrente. Logo, para pequenas quantidades de sítios condutores ocupados $p < p_c$, como mostra a Figura 2.15(a), não haverá fluxo de corrente.

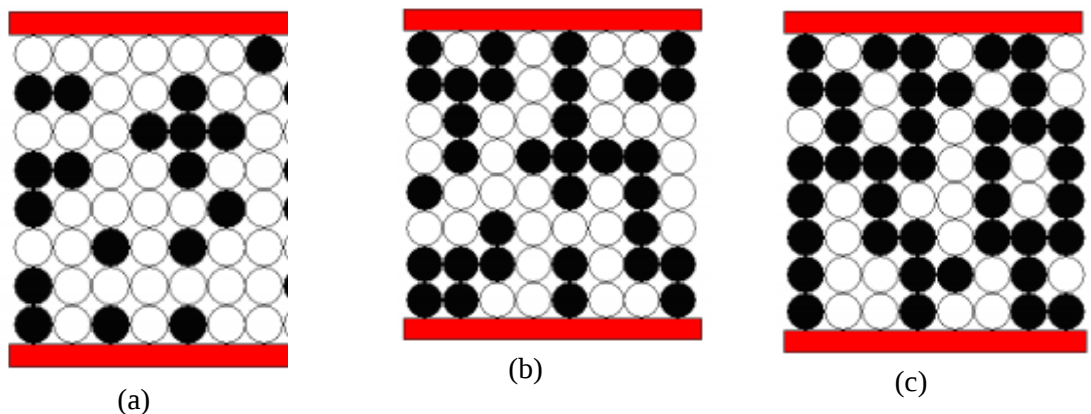


Figura 0.15 - Exemplo da percolação de sítios de uma rede bidimensional entre eletrodos para concentrações de sítios p : (a) para $p < p_c$, (b) para $p = p_c$ e (c) para $p > p_c$. Extraído de [34].

A Equação 2.1 define o limite de percolação de compósitos condutores elétricos, onde sua condutividade (σ) é função da fração mássica do material condutor (φ) [38].

$$\sigma = \sigma_0 (\varphi - \varphi_c)^\tau \text{ para } \varphi > \varphi_c \quad (2.1)$$

onde, φ = fração mássica do material condutor no compósito, σ_0 = condutividade da partícula condutora, φ_c = fração mássica do material condutor no limite de percolação, τ = expoente crítico, que retrata o número de contatos médios de cada partícula no limite de percolação, com sua magnitude podendo oscilar em torno de 1,1 e 1,3 em sistemas bidimensionais (2D) e de 1,6 e 2,0 em sistemas tridimensionais (3D), embora alguns estudos dispostos na literatura apresentem e discutam sistemas em que os valores de τ se apresentam mais elevados [38].

Associando a teoria de percolação aos dados constantes na Tabela 2, que mostra uma concentração em massa de 78,31% de átomos de prata na superfície analisada, fica garantido que essa concentração seja mais que suficiente para garantir que o sistema percole e estabeleça um caminho conduto pela superfície.

2.6 Conclusão

Este capítulo forneceu informações sobre o processo de síntese da nitrocelulose e sua utilização na fabricação da tinta, onde optou-se por usar prata metálica como aditivo, por possuir maior condutividade elétrica, embora possa apresentar maior tendência a oxidação do que compósitos a base de carbono. Foram feitas análises com espectroscopia no infravermelho, MEV e EDS afim de caracterizarmos de forma estrutural e estequiométrica o filme condutor.

Apresentou-se ainda uma discussão geral do modelo proposto na teoria de percolação para explicar o comportamento de condutividade elétrica do filme condutor, sendo que essa condutividade é em função da fração mássica e tipo de aditivo condutor. Conforme essa teoria, a condutividade elétrica é elevada, significativamente, à medida que uma maior fração de aditivo condutor é incorporada.

Estudos posteriores poderão ser realizados com a finalidade de se obter os valores de concentração e expoente críticos, mantendo uma alta redução da resistividade, para a concentração de partículas de prata, além de verificar sua dependência com diferentes tamanhos dessas partículas.

Capítulo 3

Antenas de Microfita

3.1 Introdução

As antenas planares são uma das maiores inovações no que diz respeito a teoria e ao desenvolvimento de antenas nos últimos anos. Aplicações de antenas de microfita, são encontradas, em larga escala, nos sistemas modernos de micro-ondas utilizados na atualidade. A evolução dos sistemas de micro-ondas e seus circuitos integrados, juntamente com a necessidade do mercado em desenvolver e utilizar antenas de baixo custo de fabricação, deu origem ao surgimento das antenas de microfita. Essas antenas possuem pequenas dimensões e são utilizadas em aplicações de altas frequências, onde requerem que tamanho, peso, fácil instalação e perfil aerodinâmico sejam necessários, como em aeronaves, espaçonaves, satélites e mísseis.

Hoje em dia há muitas outras aplicações como é o caso dos aparelhos moveis de rádio frequência e as comunicações sem fio. Por possuírem baixo perfil, elas são perfeitamente moldáveis a superfícies planares e não-planares, de construção simples e barata usando modernas tecnologias de circuito impresso. No mais, são muito versáteis em termos de frequência ressonante, polarização e impedância.

Este capítulo apresenta um estudo bibliográfico a respeito da teoria de antenas de microfita, onde são abordados o conceito de uma estrutura planar, algumas das geometrias comumente utilizadas, suas vantagens e desvantagens em relação às antenas de micro-ondas convencionais, bem como as técnicas de alimentação e os métodos de análise utilizados. Para isso, adotou-se o formato retangular para o elemento irradiador, pela facilidade do projeto e alimentação. Além disso, o principal objetivo desta seção é verificar a aplicabilidade da tinta no que diz respeito ao estabelecimento de uma densidade de corrente no *patch*, capaz de fazê-lo irradiar na frequência de operação escolhida.

Na década de 50 surgiram as primeiras publicações sobre a antena de microfita. Nos Estados Unidos em [39] e na França em [40], mas só na década de 70 foram iniciadas realmente as pesquisas e investigações científicas sobre o tema, tendo sido desenvolvidos vários métodos de análises para a concepção das mesmas.

Devido ao avanço das tecnologias, aliada à construção cada vez mais sofisticada de circuitos integrados de micro-ondas, existe atualmente uma exigência muito maior para o desenvolvimento de antenas planares.

Nota-se que as antenas de microfita são largamente aplicadas em setores da aeronáutica, espaçonaves e nas indústrias de telecomunicações, especialmente em aparelhos celulares e outros dispositivos móveis de comunicação sem fio. Tal popularidade deve-se às características atrativas como algumas já mencionadas [41]:

- estrutura simples;

- baixo custo de fabricação;
- robustez mecânica quando montadas em superfícies rígidas;
- versatilidade em relação à frequência de ressonância;
- polarização;
- eficiência, diagrama de irradiação e;
- facilidade no casamento de impedância.

Em [42] foi investigado por meio de teoria e experimento o efeito da espessura do substrato dielétrico (com alta ou baixa permissividade elétrica) no desempenho de antenas excitadas por linha de microfita. Já em [43] são investigados a dependência da impedância de entrada na posição da alimentação da antena de microfita com *patch* retangular por *probe* coaxial (ponta de prova) e por linha de microfita. Mais recentemente em [44] e [45] foram investigadas as propriedades de antenas com geometria fractal e/ou quase-fractal, com o intuito de se reduzir as dimensões de antenas de microfita com *patches* convencionais, sem, no entanto, degradar seu desempenho e suas características de radiação.

3.2 Estrutura das Antenas de Microfita

As antenas de microfita são constituídas basicamente por um condutor irradiante ou *patch*, impresso sobre um substrato dielétrico e um plano de terra, onde a alimentação do *patch* pode ocorrer de várias maneiras, destacando-se a alimentação por meio de linha de microfita (Figura 3.1).

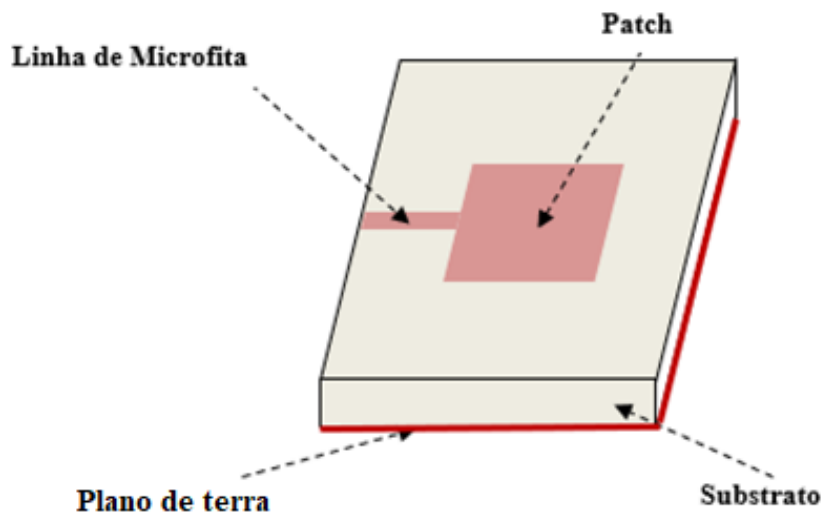


Figura 0.1 - Antena de microfita.

O elemento irradiante (*patch*) pode assumir qualquer forma geométrica. Contudo, em termos de análise e previsão do desempenho, normalmente são utilizadas formas geométricas convencionais, Figura 3.2, tais como: retangulares, circulares e, mais recentemente, formas fractais.

Quando o *patch* é excitado, uma distribuição de corrente é estabelecida na parte inferior do *patch* metalizado, como também no plano terra. Em um instante posterior, a parte de baixo do *patch* é positivamente carregada e o plano terra é negativamente carregado.



Figura 0.2 – Tipos de geométricas assumidas pelo *patch* irradiante.

A força de atração entre esse conjunto de cargas tende a manter uma grande quantidade de cargas entre as duas superfícies. Contudo a força repulsiva entre cargas positivas no *patch* puxa algumas dessas cargas em direção a margem, resultando em uma grande densidade de carga na margem do *patch*. Essas cargas são responsáveis pelo efeito *Fringing* e a respectiva radiação associada ao mesmo [46].

Para um bom desempenho da antena, é desejável o uso de substratos finos, cuja constante dielétrica se encontra na parte inferior do intervalo entre $\epsilon_r = 2,2$ e $\epsilon_r = 10,2$. Dessa forma, pode-se garantir uma melhor eficiência, maior largura de banda, diminuição de campo no contorno para irradiação, porém requerem um elemento de *patch* maior.

3.3 Técnicas de Alimentação

Diversas são as formas de alimentação do *patch*, destacando-se a alimentação por meio de ponta de prova coaxial, linhas de microfita, proximidade eletromagnética, acoplamento por abertura, dentre outras [1]. A forma de alimentação por linha de microfita será a utilizada neste trabalho.

O modelo de alimentação por linha de microfita é ilustrado na Figura 3.3 e tem-se na Figura 3.4 uma seção da linha de transmissão, normalmente de comprimento menor comparado ao *patch*.

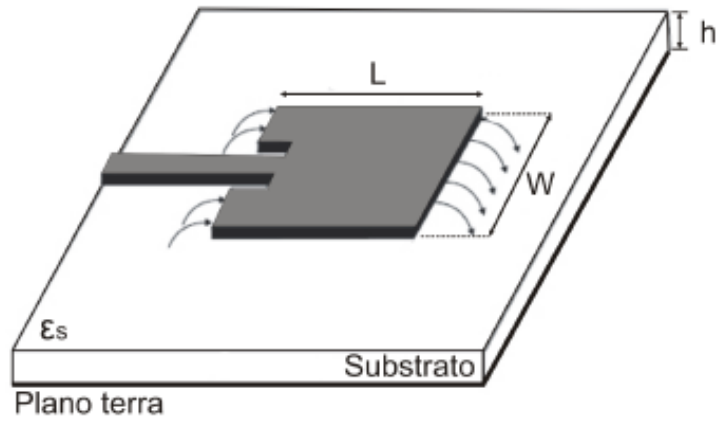


Figura 0.3 – Antena com *patch* excitado por linha de microfita. Adaptado de [1].

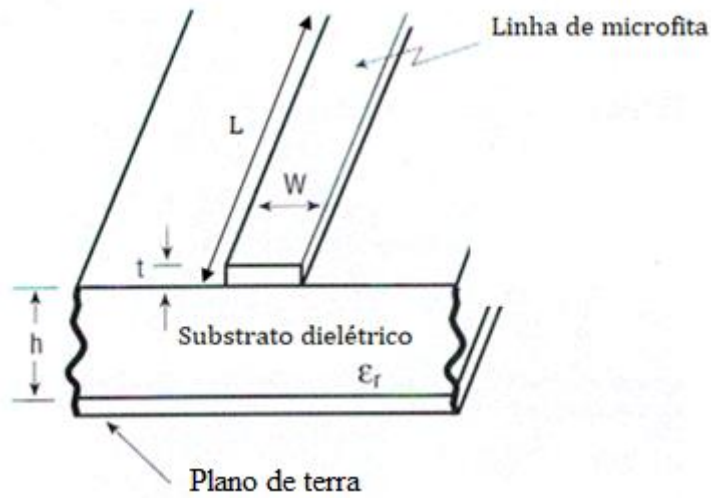


Figura 0.4 - Linha de microfita e principais parâmetros.

A alimentação por linha de microfita é de fácil fabricação, de simples casamento de impedância, bastando para isso controlar a posicionamento do ponto de inserção da linha. Uma maneira de otimizar o casamento de impedâncias para as antenas de microfita é utilizando reentrâncias (*inset-fed*), que podem ser determinadas através da variação do espaçamento que existe entre a linha de alimentação e o *patch* condutor, ao qual deve ser considerada a partir da borda do *patch* em direção ao seu centro. Esta técnica de alimentação será utilizada para uma das estruturas de antena proposta por este trabalho, que será tratada no capítulo 5.

As equações seguintes são obtidas através de aproximações empíricas para as soluções das equações de Maxwell na microfita, que permitem projetar linhas de transmissão planares para a sua utilização em circuitos de micro-ondas [47].

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.1)$$

$$\beta = k_0 \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (3.2)$$

onde v_p e β são, respectivamente, a velocidade de fase e a constante de propagação são escritas em função da permissividade elétrica efetiva ϵ_{eff} , que é calculada em função da permissividade elétrica relativa do dielétrico e da geometria da microfita [1].

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} \quad (3.3)$$

O comprimento de onda na microfita é dado por

$$\lambda_m = \frac{v_p}{f} = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.4)$$

onde f é a frequência de operação. O comprimento elétrico θ da linha de microfita é calculado por

$$\theta = \beta L \quad (3.5)$$

Na equação 3.5, L é o comprimento físico da linha de microfita.

Em seguida, é possível calcularmos a impedância característica Z_0 da linha de transmissão planar em função da permissividade elétrica relativa e da geometria [1].

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \cdot \ln \left(\frac{8.d}{W} + \frac{W}{4.h} \right) & \text{Para } \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{120.\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \cdot \left[\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \cdot \ln \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right) \right]} & \text{Para } \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (3.6)$$

Para construirmos uma linha de microfita que possua uma dada impedância característica, podemos obter a relação W/h através das seguintes equações [1]:

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8.e^A}{e^{2A} - 2} & \text{Para } \frac{W}{h} \leq 2 \\ \frac{2}{\pi} \cdot \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2.\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{Para } \frac{W}{h} \geq 2 \end{cases} \quad (3.7)$$

A e B são dadas por:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \cdot \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad (3.8)$$

$$B = \frac{377 \cdot \pi}{2 \cdot Z_0 \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.9)$$

Outra técnica de alimentação bastante utilizada é por cabo coaxial também chamada ponta de prova coaxial, conforme Figura 3.5, na qual, o condutor interno do cabo está conectado diretamente ao *patch* e o condutor externo conectado ao plano de terra. A alimentação por ponta de prova coaxial é também de fácil fabricação e casamento de impedância, apresentando baixa radiação espúria. A principal vantagem dessa alimentação é que ela pode ser colocada em uma posição desejada dentro do *patch* para casar com a impedância de entrada. Contudo, a antena também apresenta pequena largura de banda e é mais difícil de analisar, especialmente para substratos finos em que $h > 0,02\lambda_0$ do comprimento de onda no espaço livre [1].

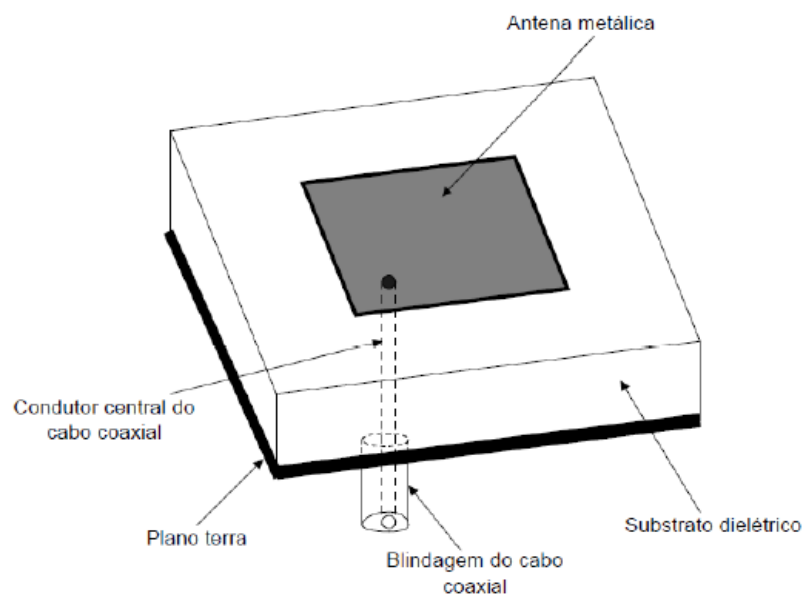


Figura 0.5 - Alimentação através de probe coaxial.

Uma terceira técnica de alimentação de antenas de microfita é por acoplamento por abertura, conforme ilustra a Figura 3.6. Nesse tipo de alimentação, o sinal de micro-ondas que é injetado na linha de microfita é transmitido ao *patch* por meio de uma fenda (slot) no plano de terra com dimensões previamente calculadas [1]. Nessa situação o *patch* se encontra depositado sobre um segundo material dielétrico e em oposição à linha de alimentação. A alimentação por acoplamento por abertura é de fácil fabricação, apresenta largura de banda maior em relação a alimentação por linha de microfita, porém o casamento de impedância é mais difícil de se conseguir quando comparado as demais técnicas citadas [1].

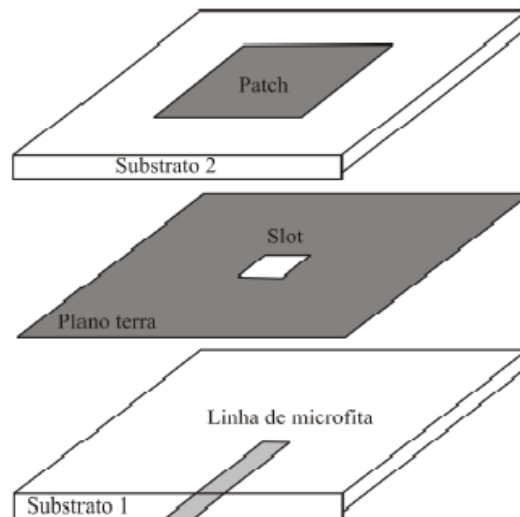


Figura 0.6 - Antena de microfita excitada por acoplamento por abertura.

3.4 Técnicas de análise de antenas de microfita

As antenas de microfita apresentam particularidades geométricas e propriedades elétricas que podem ser interpretadas como vantagens ou desvantagens, dependendo das aplicações a que se destinam. O modelamento da antena de microfita está relacionado às características da estrutura, tais como o tipo de substrato, dimensões e geometria do *patch*.

Existem diversos métodos para a análise de antenas de microfita, que podem ser classificados em dois grandes grupos [48]. No primeiro grupo, os métodos são baseados na distribuição de corrente elétrica no *patch* condutor e o plano de terra (similar a antenas dipolo, usados em conjunto com métodos de análise de onda completa/númerica). Alguns desses métodos numéricos usados na análise de antenas de microfita são:

- Método dos momentos (MoM);
- Método dos elementos finitos (FEM);
- Diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD)

No segundo grupo, os métodos são baseados na distribuição de corrente magnética equivalente ao redor das margens do *patch* (similar ao caso de antenas do tipo slot). Neste caso, fenômenos como a propagação de ondas de superfície e a dispersão não são relevantes ao estudo, podendo assim ser desconsiderados [1]. Dentre os diversos modelos aproximados, destacam-se:

- Modelo da linha de transmissão (TLM);
- Modelo da cavidade;
- Modelo de rede multiporta (MNM);

O modelo da linha de transmissão possibilita a determinação de diversos parâmetros da antena, tais como a frequência de ressonância, o diagrama de radiação e impedância de entrada. Embora seja um dos métodos mais simples e menos exato, esse método produz resultados satisfatórios e uma facilidade em estabelecer o casamento de impedância da estrutura, bastando para isso controlar o comprimento do *inset-fed* (y_0) associado ao projeto

da antena. Esse modelo é adequado para análise de antenas de microfita com *patch* retangular ou quadrado.

Já o modelo da cavidade, quando comparado ao modelo da linha de transmissão, se mostra mais exato e ao mesmo tempo mais complexo, tornando-se inviável quando outras geometrias são consideradas (diferentes da geometria retangular ou quadrada). Nesse método de análise, o elemento radiante pode ser modelado por duas aberturas paralelas, representando dessa forma dois dipolos magnéticos. O modelo da cavidade, a princípio, pode ser empregado no estudo de antenas de microfita com *patches* de qualquer geometria. Entretanto, o modelamento matemático para *patches* retangulares é bastante simplificado em relação à análise de *patches* com outros formatos.

O modelo da cavidade basicamente trata a antena como uma cavidade ressonante, circundada por paredes elétricas, no topo e na base e por paredes magnéticas nos contornos laterais. Os campos elétrico e magnético nas antenas são considerados como os campos da cavidade, sendo expandidos em termos de modos ressonantes na cavidade, cada um com sua frequência de ressonância. Os modelos aproximados são satisfatoriamente precisos até determinados valores de frequência. À medida que a frequência aumenta, a precisão desses modelos é reduzida, tornando-se inaceitável para a faixa de frequências correspondente às ondas milimétricas, por exemplo. Em princípio, as técnicas empíricas podem ser utilizadas para a obtenção da solução inicial para um problema de projeto, fornecendo uma ideia qualitativa do comportamento da antena [1]. Levando-se em conta as características do substrato dielétrico, a frequência de operação e a impedância do sistema de comunicação, o projeto de uma antena de microfita pode ser dividido em duas partes: (i) projeto da linha de alimentação (L_0) e (ii) projeto do *patch*.

3.5 Principais parâmetros das antenas

Conforme descrito em [1], uma antena pode ser caracterizada de várias maneiras. Assim, serão descritos alguns parâmetros importantes para a caracterização de antenas que permite analisar as estruturas propostas neste trabalho.

Diagrama de radiação

Consiste basicamente de uma representação gráfica que mostra as propriedades de radiação de uma antena em função de coordenadas espaciais, conforme Figura 3.7.

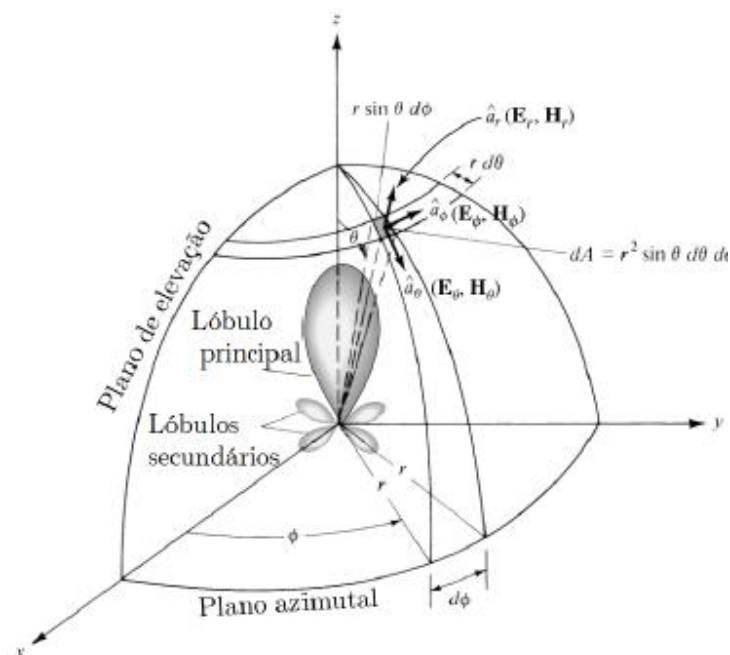


Figura 0.7 - Sistema de coordenadas e diagrama de radiação de uma antena. Adaptado de [1].

A leitura do diagrama de radiação permite a obtenção de parâmetros importantes para caracterizar a aplicabilidade de uma antena. Através dele é possível conhecer a diretividade, analisando o lóbulo principal e a formação de lóbulos laterais e traseiros. Não há uma relação ideal entre esses lóbulos para todas as antenas, podendo estas serem divididas em duas classes principais, as antenas omnidirecionais e as diretivas, onde cada uma possui aplicações distintas, a depender da cobertura desejada [1].

Largura de banda

A largura de banda de uma antena corresponde a uma faixa de frequência em que a antena atende a requisitos de desempenho mínimo para uma determinada tecnologia. É comum observar inicialmente a perda de retorno de uma antena para depois conferir se a antena atende a outros requisitos como ganho e diagrama de radiação por toda sua faixa de operação. Também é muito conhecida pela sigla “BW”, contração do inglês *bandwidth*.

No caso de sistemas de comunicação, a largura de banda é a faixa de frequência que pode ser utilizada para alocar os canais de comunicação da tecnologia de interesse.

Impedância de entrada

Impedância de entrada de uma antena é a impedância que a antena apresenta na linha de transmissão ou na estrutura de acoplamento com o transmissor. Essa impedância é determinada por vários fatores, tais como frequência do sinal de operação, dos materiais do qual a antena é composta e pela sua geometria. Seu conhecimento é de fundamental importância, pois a eficiência com que se efetua a transferência de energia do transmissor

para a antena, ou da antena para o receptor, está ligada diretamente a ela. Podemos expressar matematicamente a impedância de entrada como:

$$Z = R \pm jX \quad (3.10)$$

Onde R representa a parte real e resistiva e $\pm jX$ representa a parte imaginária e reativa.

Quando a impedância da antena não apresenta a componente reativa (parte complexa do conjugado), sua componente resistiva é igual a componente resistiva da linha de transmissão, para este caso específico, diz-se que houve a máxima transferência de potência. Na prática esta situação não ocorre, pois sempre existirá a componente reativa para a impedância de entrada.

Entre outros métodos de análise de impedância, a Carta de Smith, Figura 3.8, é a mais conhecida e utilizada.

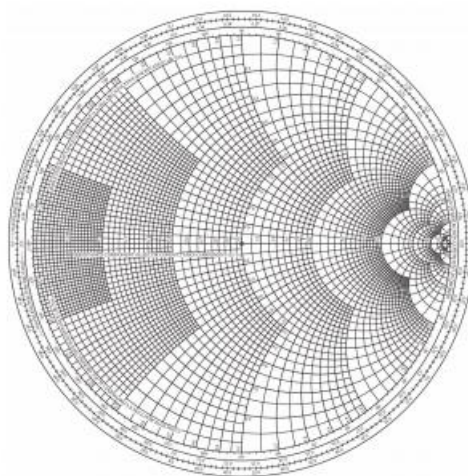


Figura 0.8 - Carta de Smith.

Além disso, a Carta de Smith é uma ferramenta importante para o projeto de antenas de microfita, pois com a análise dos parâmetros fornecidos por ela, torna-se possível a otimização do casamento de impedância entre a carga e a linha de transmissão.

Perda de Retorno

A perda de retorno é definida como sendo a relação, em dB, entre as potências incidente e refletida na porta de um dispositivo e constitui-se em um dos principais parâmetros do projeto de uma antena, pois é uma medida que indica a possibilidade de o protótipo funcionar corretamente quando construído. A perda de retorno pode ser expressa em função do coeficiente de reflexão, pela seguinte equação:

$$RL = -20 \log |\Gamma| \quad (3.11)$$

A partir da Equação 3.11, pode-se ver que uma porta perfeitamente casada tem uma perda de retorno infinita, enquanto que uma porta que reflete completamente a onda incidente (curto-circuito ideal, por exemplo) tem uma perda de retorno de 0 dB.

O parâmetro de espalhamento S_{11} representa o coeficiente de reflexão apresentado na Equação 3.11 e ao longo deste trabalho, será adotada a referência de -10dB como indicativo de um valor máximo aceitável.

3.6 Desenvolvimento das antenas de microfita propostas

As antenas de microfita consideradas neste trabalho consistem de um elemento radiante tipo *patch*, de largura W e comprimento L , impresso em um substrato dielétrico, de altura h , permissividade relativa ϵ_r e tangente de perda $\tan\delta$, montado sobre um plano terra conforme ilustrado em Figura 3.9. A linha de alimentação em microfita foi projetada com $1/4$ do comprimento onda, enquanto a sua largura pode ser calculada conforme o modelo empírico descrito em [47], obtendo-se o valor de y_0 e x_0 para um sistema de 50Ω .

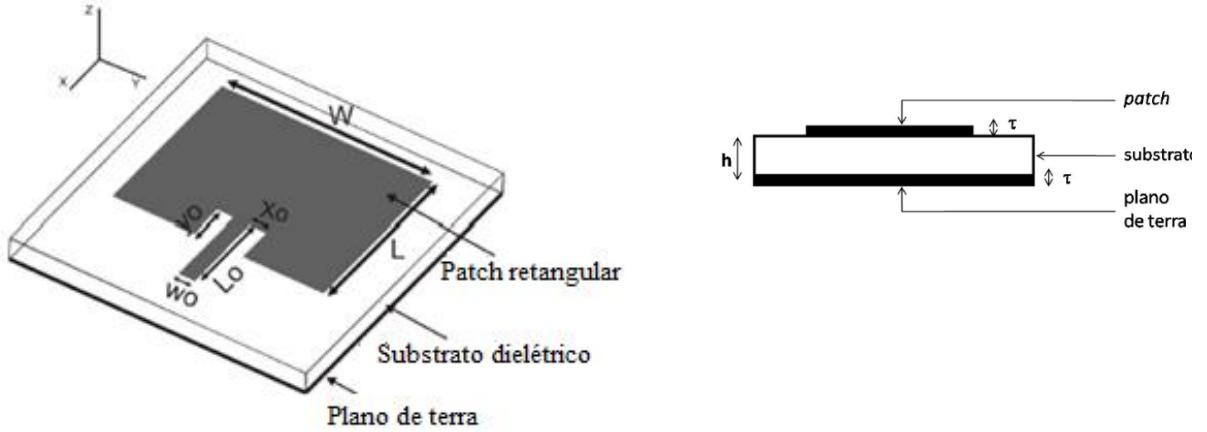


Figura 0.9 - Antena de microfita com substrato retangular com vista em perspectiva e lateralmente.

As dimensões iniciais (L , W) de uma antena de microfita com *patch* retangular e casamento de impedância por *inset-fed* (Figura 3.9), podem ser calculadas através das expressões analíticas em [1], Equações (3.12) a (3.15).

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (0.12)$$

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (0.13)$$

$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0,300) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{reff} + 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,813 \right)} \quad (0.14)$$

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_r}} - 2\Delta L \quad (3.15)$$

onde c é a velocidade da luz no espaço livre, ϵ_r é a permissividade elétrica do material, f_r é a frequência de ressonância, h é espessura do substrato dielétrico, ϵ_{reff} é a permissividade elétrica. Na equação 3.15, o comprimento final L é otimizado, pois é levado em conta o efeito de borda produzido nas antenas, causado por fatores como a dimensão física do patch e

espessura do substrato. Sendo assim, o comprimento efetivo é diferente do comprimento físico, ou seja, passará a ter um acréscimo ΔL .

Além disso, a largura de inserção x_0 e o comprimento y_0 são determinados para fornecer o casamento de impedância na entrada da antena. O valor inicial de x_0 é de 1 mm e o valor de y_0 é calculado usando a expressão aproximada em (3.16) [1], [48].

$$y_0 = \frac{L}{\pi} \arccos \left(\sqrt{\frac{50}{R_{in}(0)}} \right) \quad (0.16)$$

onde a resistência da entrada da antena, $R_{in}(0)$, é dada por,

$$R_{in}(0) = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \quad (3.17)$$

com

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24} (k_0 h)^2 \right] \quad (3.18)$$

e

$$G_{12} = \frac{W}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 j_0(k_0 L \sin\theta) \sin^3\theta d\theta \quad (3.19)$$

onde k_0 e $J_0(-)$ são respectivamente o número da onda e a função de Bessel do primeiro tipo de ordem zero.

No entanto, recomenda-se confirmar os resultados dos projetos de antenas de microfitas através das expressões aproximadas dadas em [1] e [48], em comparação com os resultados das análises de onda completa baseados na teoria eletromagnética. De fato, os métodos *full-wave* são implementados em softwares comerciais como *Ansoft Designer* e *Ansoft HFSS* [49], [50], para realizar simulação e projeto precisos de circuitos de micro-ondas, incluindo antenas e estruturas de FSS.

A fabricação dos protótipos foi realizada usando a técnica de impressão por pincel, em uma camada dielétrica montada em um plano de terra, enquanto uma técnica convencional para circuitos integrados de micro-ondas (MIC) é usada para fabricar a antena com laminados cobre. A Figura 3.10 mostra o protótipos das antenas pintadas com a tinta de carbono da marca CHIPsce, Figura 3.10(a), usada na eletrônica para reparos de traços condutores, o protótipo de antena pintada com a tinta de prata sintetizada a partir de nitrocelulose, Figura 3.10(b) e o protótipo da antena de microfita usando laminado de cobre, Figura 3.10(c). Nos três casos, foi utilizado um substrato de fibra de vidro com permissividade relativa, ϵ_r , de 4,4, tangente de perda, $\tan\delta$ de 0,02 e altura de h , de 1,57 mm. As dimensões da antena retangular estão resumidas na Tabela 3. Estes valores de dimensões foram definidos usando as equações 3.16 a 3.23 e depois ajustados com o *Ansoft HFSS*, para operação Wi-Fi a 2,45 GHz.

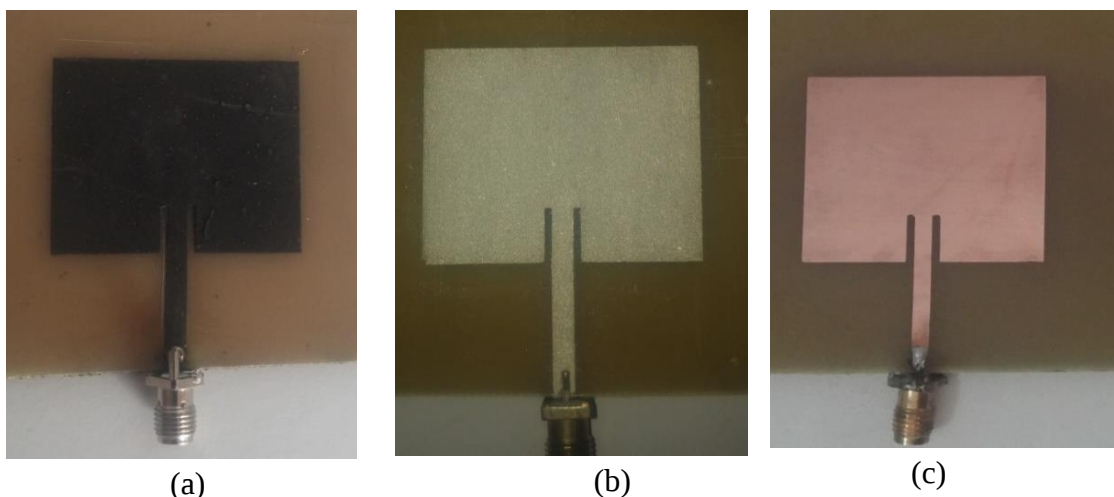


Figura 0.10 - Fotografias dos protótipos da antena de microfita em substrato de fibra de vidro (FR-4) (a) pintado com tinta comercial, (b) pintado com tinta de prata, (c) usando revestimentos de laminados de cobre.

Dimensões das antenas de microfita fabricadas em substrato de fibra de vidro.

Parâmetros	Valores (mm)
W	37,26
L	28,84
W_0	3,0
L_0	17,7
x_0	1,0
y_0	6,9
h	1,57

Para a alimentação das antenas, um cabo coaxial de $50\ \Omega$ é conectado a linha de microfita via um conector SMA. Os protótipos das antenas ilustrados nas Figuras 3.10 foram medidos para a faixa de operação de 1,0 GHz a 4,5 GHz. As medições foram realizadas usando um analisador de rede vetorial R&S ZVB14.

Os resultados medidos para o coeficiente de reflexão dos protótipos das antenas de microfita (Figura 3.10) são mostrados na Figura 3.11, juntamente com os resultados simulados com *patch* retangular sobre substrato de fibra de vidro, revestido com laminado de cobre usando o software *Ansoft Designer*, para fins de comparação.

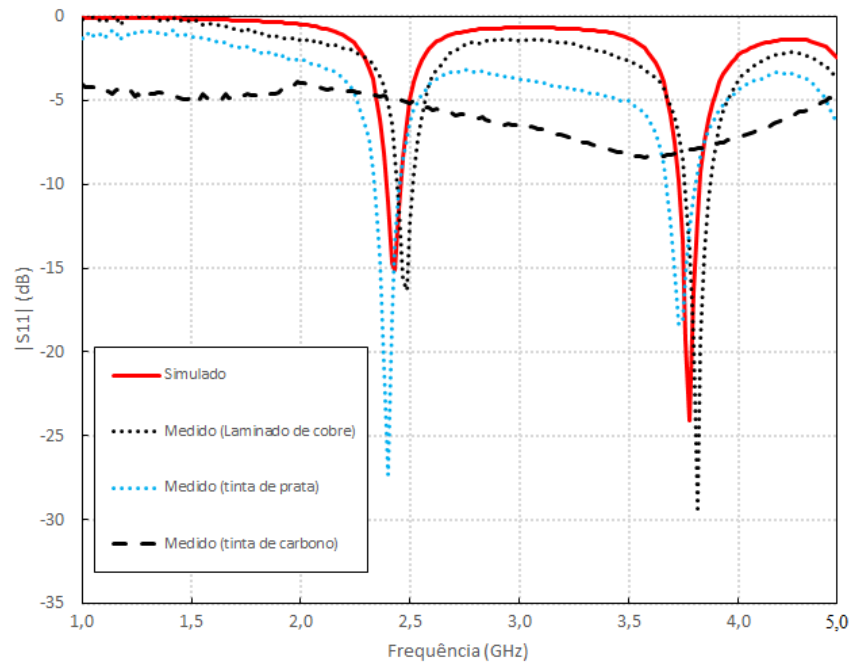


Figura 0.11 - Resultados simulados e medidos para os coeficientes de reflexão, S11, mostrando o comportamento da frequência para os protótipos de antenas em substrato de fibra de vidro, para fins de comparação.

Os resultados da medição de impedância são apresentados na Figura 3.12 para os protótipos de antena mostrados na Figura 3.10 (b), onde o *patch* é pintado com tinta de prata, e Figura 3.10 (c), onde o *patch* é fabricado com laminados de cobre.

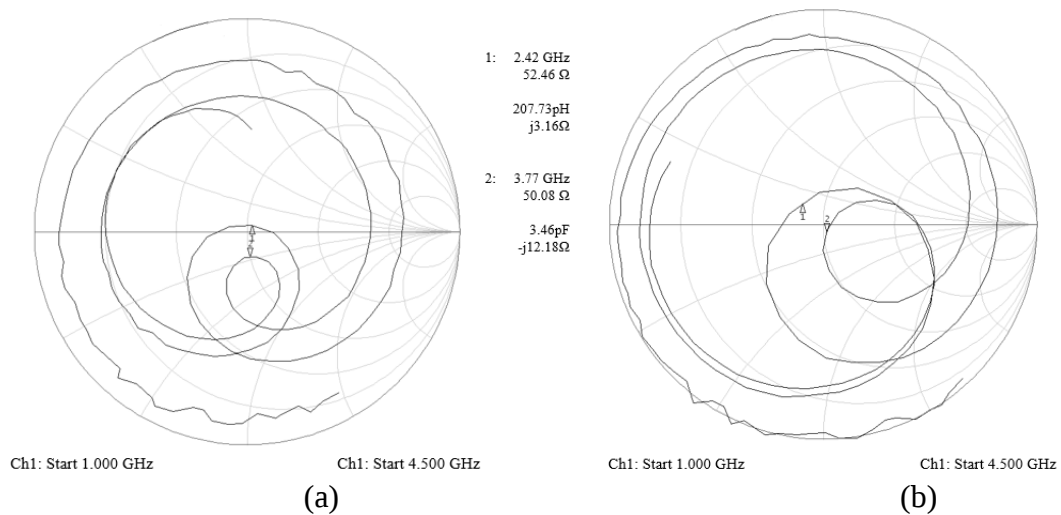


Figura 0.12 - Resultados medidos mostrando o parâmetro de impedância em função da frequência para os protótipos da antena (a) pintados com tinta prateada e (b) sobre revestimento laminado de cobre.

Os resultados simulados e medidos para os protótipos de antena pintada com tinta de prata e com revestimento laminado de cobre são resumidos e comparados na Tabela 4.

Resultados de simulação e medição para as antenas de microfita consideradas no substrato de fibra de vidro.

Parâmetros		<i>Patch</i> pintado com tinta de prata	<i>Patch</i> com laminado de cobre
	Simulado ¹	Medido ²	Medido ¹
<i>1ª ressonância</i>			
f_r (GHz)	2,45	2,42	2,50
S11 (dB)	-15,08	-27,28	-16,29
BW (MHz)	90	110	70
BW (%)	3,67	4,64	2,8
$R + jX$ (Ω)	$34,71 + j2,89$	$52,46 + j3,16$	$40,70 + j8,48$
<i>2ª ressonância</i>			
f_r (GHz)	3,82	3,77	3,85
S11 (dB)	-24,09	-18,35	-29,31
BW (MHz)	90	120	105
BW (%)	2,36	3,18	2,72
$R + jX$ (Ω)	$46,28 - j4,73$	$50,08 - j12,18$	$51,45 - j3,57$

¹Placa metálica muito fina.

²Baseado em tinta metálica.

A Figura 3.13 mostra o protótipo da antena fabricada em um substrato de vidro com relativa permissividade $\epsilon_r = 5,5$, altura $h = 1,4$ mm, com parâmetros estruturais dados na Tabela 5. O elemento patch foi impresso no substrato com a utilização de um pincel, que é o mesmo procedimento usado anteriormente na fabricação dos protótipos em substrato de fibra de vidro, apresentados na Figura 3.10.



Figura 0.13 - Fotografia do protótipo da antena de microfita em substrato de vidro pintado com tinta de prata.

Dimensões da antena fabricada em substrato de vidro.

Parâmetros	Valores (mm)
W	34,00
L	25,9
W_0	2,26
L_0	15,26
x_0	1,4
y_0	9,0
h	1,4

O comportamento da frequência do coeficiente de reflexão da antena desenvolvida em substrato de vidro (Figura 3.13) é mostrado na Figura 3.14, com resultados de simulação, usando revestimento laminado de cobre, e de medição, com *patch* pintado com tinta de prata. Na Figura 3.15 são apresentados os resultados da medição de impedância da antena.

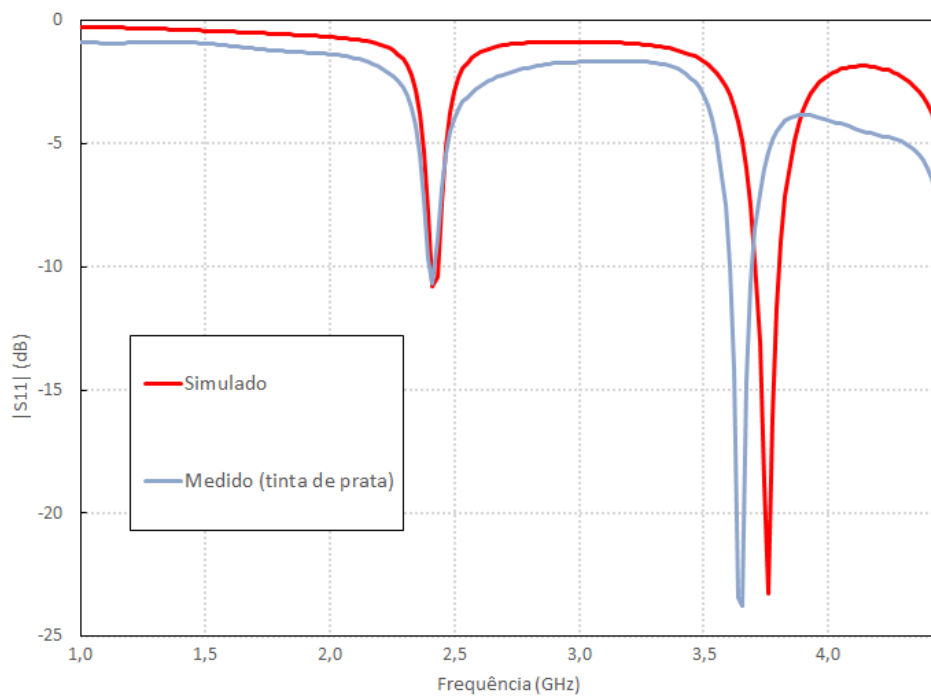


Figura 0.14 - Os resultados simulados e medidos para a resposta de frequência do coeficiente de reflexão para a antena no substrato de vidro pintado com tinta de prata.

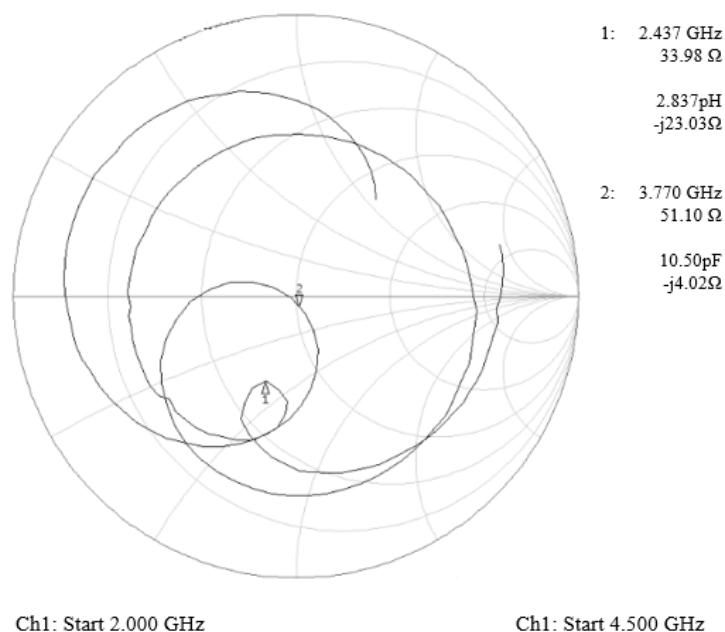


Figura 0.15 - Resultado medido mostrando o parâmetro de impedância em função da frequência para o protótipo da antena em substrato de vidro.

Os resultados simulados e medidos estão resumidos e comparados na Tabela 6, mostrando uma boa concordância, comprovando a versatilidade do método de impressão e da nova tinta no emprego em substratos diferentes da fibra de vidro.

Tabela 3 - Resultados de simulação e medição para a antena de microfitas fabricada em substrato de vidro.

Parâmetros	Patch pintado com tinta de prata	
	Simulado ¹	Medido ²
<i>1ª ressonância</i>		
f_r (GHz)	2,44	2,44
S11 (dB)	-10,8	-10,6
BW (MHz)	20	22
BW (%)	0,8	0,9
$R + jX$ (Ω)	30,4 – j 12,9	33,98 – j 23,0.3
<i>2ª ressonância</i>		
f_r (GHz)	3,80	3,77
S11 (dB)	-23,3	-23,8
BW (MHz)	88	87
BW (%)	2,3	2,3
$R + jX$ (Ω)	45 – j 4,05	51,10 – j 4,02

¹Placa metálica muito fina.

²Baseado em tinta metálica.

Foram obtidos resultados semelhantes para os parâmetros da antena de microfita pintada com tinta de prata em substrato de fibra de vidro (Tabela 5) e no substrato de vidro (Tabela 6). Isso acontece porque os valores de projeto das dimensões dessas antenas (altura, comprimento do substrato, largura e comprimento das amostras) e os valores relativos de permissividade dos substratos de vidro e fibra de vidro estão próximos.

3.7 Conclusões

Os resultados de resposta de frequência são apresentados na Figura 3.11, para as antenas de microfita em substrato de fibra de vidro, e na Figura 3.14, para a antena de microfita no substrato de vidro, permitindo uma comparação entre os resultados simulados e medidos para a frequência de ressonância, coeficiente de reflexão e impedância de entrada, por exemplo.

Para a antena de microfita fabricada com tinta de prata em substrato de fibra de vidro, mostrada na Figura 3.10 (b), os resultados medidos indicam frequências ressonantes a 2,42 GHz (com um desvio de 0,41% em relação ao valor simulado de 2,43 GHz) e 3,77 GHz (com desvio de 1,31% em relação ao valor simulado de 3,82 GHz).

Para a antena com revestimento laminado de cobre em substrato de fibra de vidro, mostrada na Figura 3.10 (c), os resultados medidos indicam frequências ressonantes a 2,50 GHz (com um desvio de 2,04% em relação ao valor simulado de 2,45 GHz) e 3,85 GHz (com desvio de 0,78% em relação ao valor simulado de 3,82 GHz).

Na investigação, os parâmetros estruturais dos protótipos das antenas são os mesmos, exceto para os processos de fabricação, uma pintura com tinta de prata e outra usando química para remover o revestimento de cobre (corrosão com percloroeto de ferro).

Os resultados medidos obtidos para as frequências de ressonância da antena de microfita pintada com tinta de prata e para a antena de microfita usando revestimento laminado de cobre, são comparados e desvios de 3,2% (na primeira banda de ressonância) e 2,08% (na segunda banda) são obtidos. Portanto, uma boa concordância é observada, apesar das diferenças entre a natureza física das antenas de microfita comparadas.

Para a antena pintada com tinta de prata no substrato de vidro, mostrada na Figura 3.13, os resultados medidos indicam frequências ressonantes a 2,44 GHz (sem desvio em relação ao valor simulado de 2,44 GHz) e 3,77 GHz (com um desvio de 0,79% em relação ao valor simulado de 3,80 GHz). Além disso, uma boa concordância é observada entre os resultados simulados e medidos para os parâmetros da antena, como mostrado na Tabela 6.

A concordância observada indica que a tinta de prata produzida é adequada para o desenvolvimento de antenas de microfita em substratos de vidro e fibra de vidro com algumas vantagens intrínsecas relacionadas ao processo de fabricação, mostrando potencial aplicação em vários substratos dielétricos (incluindo estruturas planas e curvas) e impressão em elementos patch condutivos com formas complexas.

Capítulo 4

Superfícies Seletivas de Frequência

4.1 Introdução

Superfícies seletivas de frequência são basicamente filtros espaciais que normalmente consistem de arranjos periódicos formados de elementos condutores ou elementos do tipo abertura. São diversas as aplicações encontradas com a utilização de FSS e estas têm contribuído significativamente para melhorar o desempenho dos circuitos de comunicações. Tais aplicações vão desde simples filtros até antenas de banda larga, podendo-se destacar aplicações militares (plataformas militares na redução da assinatura de radar), [51], segurança em redes sem fio (papel de parede bloqueando sinais de redes sem fio e permitindo a passagem de sinais de telefonia celular), [52], blindagens eletromagnéticas (protegendo ambientes de propagação indoor contra interferências indesejadas), filtros angulares de micro-ondas, absorvedores de micro-ondas, janelas eficientes (bloqueando a radiação eletromagnética na faixa de infravermelho e transmitindo a faixa de luz visível do espectro), [53].

FSS são tradicionalmente usadas na tecnologia *stealth* para diminuir a seção transversal radar (do inglês, *radar cross section* – RCS). O conceito *stealth*, ou ser capaz de operar sem ser reconhecido, foi uma meta de tecnologia militar, de forma a minimizar a detecção. As camadas FSS cobrem as instalações da aeronave para reduzir a RCS [54]. No projeto de absorvedores, a aplicação de FSS não apenas ajuda a reduzir o volume e peso, como também pode criar estruturas que podem apresentar tanto banda estreita como banda larga, ou ainda múltiplas bandas de absorção.

Com o passar dos anos, o interesse no estudo das FSS vem aumentando cada vez mais por se tratarem de estruturas compactas, que possuem um baixo custo e facilmente se integram com outros circuitos de micro-ondas. Nos estudos de FSS pretende-se investigar e melhorar suas propriedades, como: a miniaturização, que pode ser conseguida através da inserção da geometria fractal nos elementos; e a estabilidade angular, que verifica se a FSS altera sua resposta de acordo com a mudança do ângulo de incidência da onda eletromagnética em sua superfície. Nos dias atuais essas estruturas são encontradas em diversas aplicações, como em radomes, satélites, absorvedores, aplicações militares, sistemas de antenas, WLAN, entre outras [55].

Nos sistemas modernos de comunicação sem fio, uma característica muito importante é a reconfigurabilidade, pois ela permite que determinado equipamento seja utilizado em diferentes aplicações [56]. Normalmente esse comportamento de reconfiguração é possível com a integração de dispositivos semicondutores, como diodos e capacitores, ao equipamento em questão. No caso das FSS, esses dispositivos estariam

conectados em cada elemento da superfície, o que aumentaria a complexidade e custo de fabricação, uma vez que as FSS são compostas por vários desses elementos [57].

Neste trabalho é proposto a fabricação de protótipos FSS bioinspirados com elementos em revestimento laminado de cobre e elementos pintados com a tinta de prata aplicada no projeto de construção de antenas de microfita do capítulo anterior, com o objetivo de avaliarmos a transmissão dessas superfícies, para fins de comparação e validarmos a nova técnica de impressão proposta.

4.2 Definições e estrutura dos elementos

A FSS, dependendo do tipo de elemento usado na célula, exibirá um desempenho compatível com um filtro passa faixa (elementos de abertura) ou um filtro rejeita faixa (elementos de *patch* condutores). As propriedades de filtragem de frequência dependem do material de substrato escolhido, do tamanho da célula e da periodicidade da matriz [58]. A Figura 4.1 exibe a geometria de alguns elementos típicos adotados no projeto de construção de FSS.

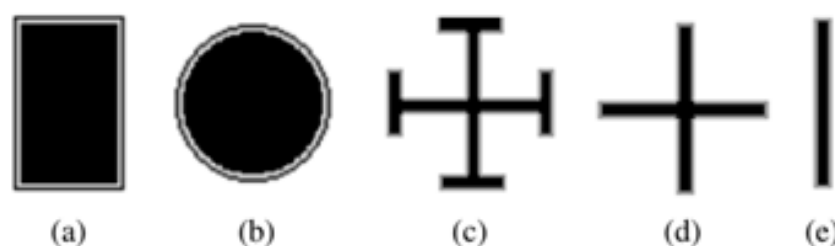


Figura 0.1 - Elementos típicos da matriz de estruturas FSS são: (a) *patch* retangular, (b) *patch* circular, (c) cruz de Jerusalém, (d) dipolo cruzado, e (d) dipolo fino.

É comum considerar dois tipos de preenchimento com elementos metálicos numa FSS: o tipo abertura (Figura 4.2a) e tipo *patch* (Figura 4.2b). No primeiro caso, a resposta se assemelha à de um filtro passa-faixa (Figura 4.3a) e pode ser considerado como tal. Por sua vez, o segundo tipo responde na forma de um filtro rejeita-faixa (Figura 4.3b). Em geral, o tipo *patch* ressoa bloqueando frequências que o tipo abertura não ressoa.

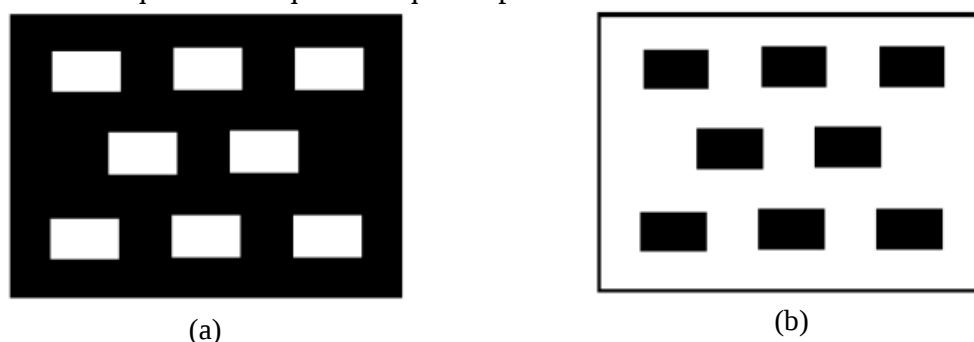


Figura 0.2 - Tipos de preenchimento de células de uma FSS: (a) configuração tipo abertura e (b) configuração tipo *patch*.

A Figura 4.3 exibe os comportamentos para as FSS com características de filtros rejeita-faixa ou passa-faixa, respectivamente.

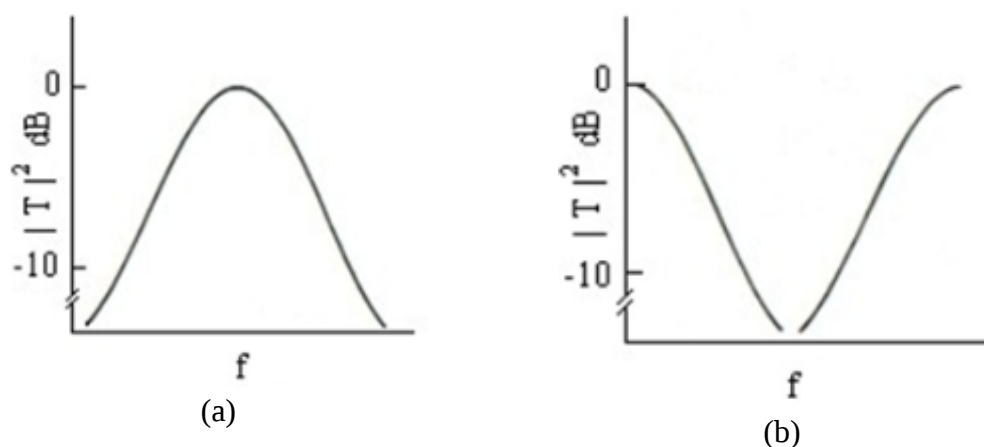


Figura 0.3 - Resposta típica na transmissão de acordo com o tipo de preenchimento de célula de uma FSS: (a) resposta típica do tipo abertura e (b) resposta típica do tipo *patch*.

As FSS fabricadas neste trabalho apresentam comportamento do tipo rejeita-faixa e os elementos foram obtidos a partir da deposição de tinta sobre a placa de fibra de vidro

4.3 Técnicas de análise de FSS

Com a utilização de simulações numéricas, consegue-se uma considerável redução no tempo e custos para o desenvolvimento das pesquisas sobre as estruturas das FSS. Graças ao advento da computação, diversas ferramentas surgiram como auxílio à análise numérica das FSS, como o Método das Ondas, empregado no *software*, WCIP (*Wave Concept Iterative Procedure*) desenvolvido no GTEMA-IFPB, e o Método dos Momentos, MoM, empregado no *software* comercial *ANSYS-DESIGNER* [53]. Outro método que passou a ser utilizados foi o método das diferenças finitas no domínio do tempo, FDTD, que possibilita a análise independente da geometria do elemento, assim como a análise das perdas dielétricas e/ou magnéticas, e a análise de estruturas não homogêneas. Porém tal técnica exige um maior esforço computacional na execução das análises.

Várias outras técnicas também são utilizadas na caracterização de FSS, como fórmulas básicas aproximadas, que dependendo da complexidade da geometria, produz resultados satisfatórios e é bastante útil, visto que diminui consideravelmente o tempo da análise computacional [59]. Porém, essas aproximações têm suas limitações e podem produzir resultados imprecisos em determinadas aplicações.

A forma mais comum de analisar uma FSS complexa é através do Método dos Momentos, como descrito em [41] e utilizado no *software* *Ansoft Designer*.

O desempenho das FSS vem sendo investigado por vários atores nas últimas décadas [60] e, mais recentemente, com técnicas de otimização dessas superfícies com uso de redes neurais e algoritmos genéticos podem ser empregados na análise e/ou síntese de superfícies seletivas de frequência [61].

4.4 Técnicas de medições

Para medir as propriedades de transmissão e reflexão de FSS, vários métodos têm sido usados. Um desses métodos empregados está ilustrado na Figura 4.4, que mostra um medidor que usa cornetas de ganhos padrões como antenas transmissora e receptora.

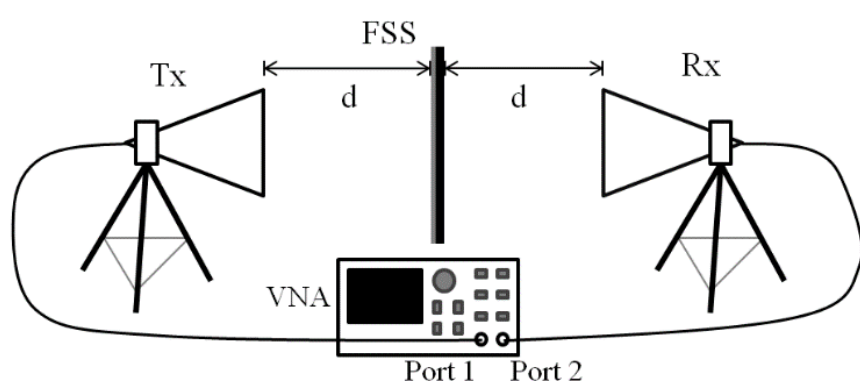


Figura 0.4 - Configuração usual dos equipamentos para medição de FSS.

Para fins de medição, a FSS é colocada entre duas antenas cornetas conectadas a um analisador de rede, para transmissão de micro-ondas (Tx) e recepção (Rx), para que a resposta em frequência seja verificada através do coeficiente de transmissão (S_{21}) entre elas, conforme mostrado na Figura 4.4. Alternando-se a polarização das antenas de vertical para horizontal, podem-se medir as características de transmissão TE e TM da FSS colocada entre as duas cornetas. Em princípio, este medidor pode ser usado para medir as características de reflexão da FSS. Entretanto, poderão ser obtidos dados errados devido às difrações ocasionadas nas bordas da mesma [58].

4.5 Desenvolvimento do projeto da FSS bioinspirada

Estruturas com geometrias autossimilares estão em abundância na natureza. É interessante usar estruturas de folhas, pois elas funcionam coletando energia solar para os processos de geração de energia das plantas.

Recentemente, novas geometrias têm sido usadas como elementos de arranjos de FSS, incluindo *patches* com abertura [62], fractais [63], combinação de acoplamentos paralelos similares e dissimilares [64] e elementos de acoplamento lateral [65], [66] remendos [67] e substrato baseado em papel [68].

A geometria de um elemento *patch* de forma bioinspirada é proposta para o desenvolvimento de uma estrutura FSS inovadora. A geometria proposta é inspirada na folha

da planta *Oxalis triangularis*, mostrando que os elementos de *patch* bioinspirados são adequados para projetos de FSS.

Além disso, a escolha da forma das folhas para definir novas geometrias de *patches* de FSS está relacionada ao fato de que, na natureza, suas formas foram otimizadas ao longo dos anos para absorver melhor a energia da luz do sol. Além disso, alguns deles apresentam estruturas autossimilares, parecendo geometrias fractais [11].

Neste trabalho, duas superfícies seletivas de frequência (FSS) bioinspiradas são projetadas, simuladas e fabricadas em substrato de fibra de vidro FR-4. A primeira é fabricada usando revestimento laminado de cobre e a segunda, pintado com a tinta de prata sintetizada a partir da nitrocelulose.

A simulação e o *design* são realizados com o software *Ansoft Designer*, que implementa uma formulação eletromagnética de onda completa baseada no método dos momentos (MoM). A forma escolhida do elemento da matriz FSS é baseada na folha da planta *Oxalis triangularis* [11], que possui três eixos de simetria com folhas que parecem triângulos, como mostrado na Figura 4.5(a). A célula FSS bioinspirada é projetada usando o software *Ansoft Designer* com a célula unitária ilustrada na Figura 4.5(b).

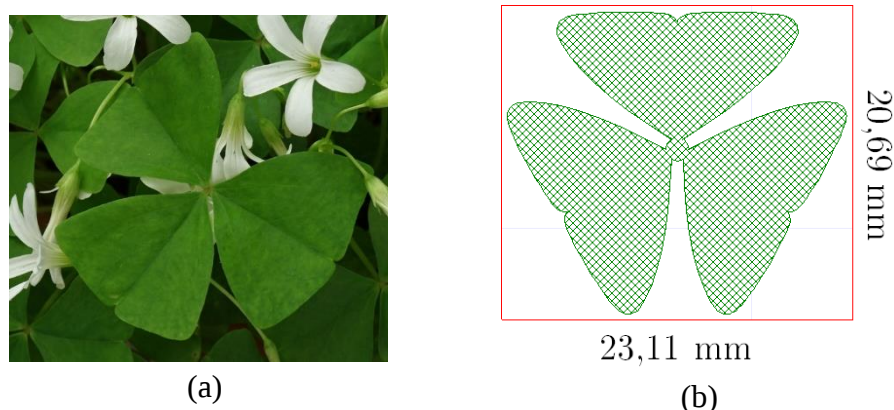


Figura 0.5 - A forma da folha da planta Triangularis, do gênero Oxális.

A Figura 4.6 mostra fotografias de dois protótipos de FSS em substrato de fibra de vidro FR-4 com permissividade relativa, $\epsilon = 4,4$, tangente de perda, $\tan\delta = 0,02$ e altura, $h = 1,57$ mm. O primeiro protótipo, mostrado na Figura 4.6 (a), é fabricado usando revestimento laminado de cobre e o segundo, mostrado na Figura 4.6 (b), é pintado com a tinta de prata sintetizada a partir de nitrocelulose.

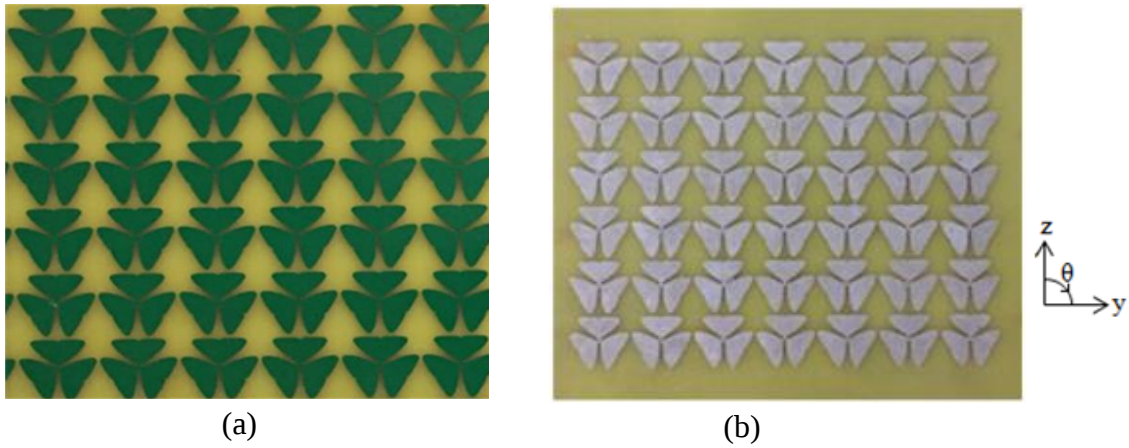


Figura 0.6 - Protótipo da folha *Triangularis* em (a) laminado de cobre e (b) protótipo da folha pintada com tinta de prata.

Para a medição, a FSS é colocada entre duas antenas cornetas conectadas em um analisador de rede, uma funcionando como Tx (transmissor) e a outra como Rx (receptor), para que sua influência seja verificada através do coeficiente de transmissão (S_{21}) entre elas, como mostrado na Figura 4.7.



Figura 0.7 - Setup de medição das FSS bioinspiradas.

Resultados simulados e medidos para a resposta em frequência do coeficiente de transmissão S_{21} (dB) das FSS são mostrados na Figura 4.8, para ondas incidentes a 0° e 90° , correspondentes à incidência de ondas normais e paralelas em relação à geometria da FSS, respectivamente.

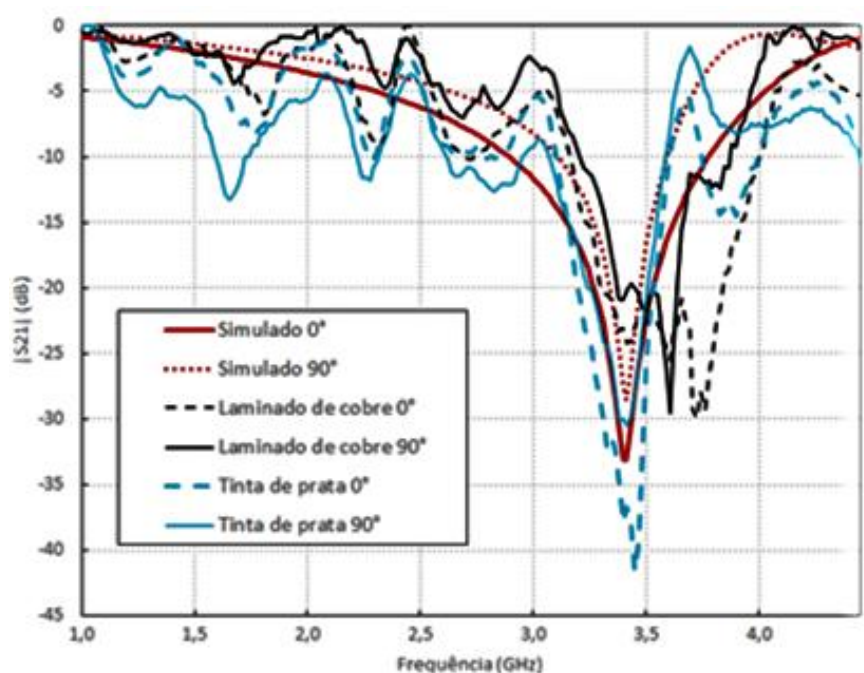


Figura 0.8 - Simulação e resultados de medição do coeficiente de transmissão, S_{21} (dB), para as FSS em substrato de fibra de vidro usando laminado de cobre revestido, Figura 4.6 (a), e pintado com tinta de prata, Figura 4.6 (b). Os ângulos de rotação são $\theta = 0^\circ$, para polarização TE, e $\theta = 90^\circ$, para polarização TM.

As medições foram realizadas para a FSS colocada em $\theta = 0^\circ$, para polarização elétrica transversal (TE) e $\theta = 90^\circ$, para polarização transversal magnética (TM), onde θ é o ângulo de rotação indicado na Figura 4.6. Os resultados simulados e medidos estão resumidos na Tabela 7.

Tabela 4 – Simulação e medição para a FSS fabricada com laminado de cobre e tinta de prata.

Parâmetros	Simulado ¹	Laminado de cobre	Tinta de prata
Polarização TE ($\theta = 0^\circ$)			
f_r (GHz)	3,45	3,64	3,45
S_{21} (dB)	-28,54	-29,5	-30,51
BW (MHz)	500	660	500
BW (%)	14,49	18,13	14,49
Polarização TM ($\theta = 90^\circ$)			
f_r (GHz)	3,43	3,45	3,48
S_{21} (dB)	-33,10	-24,18	-41,6
BW (MHz)	860	840	510
BW (%)	25,07	24,35	14,66

¹Placa metálica muito fina.

A medição do coeficiente de transmissão (S_{21}) está relacionada diretamente com o desempenho dessas estruturas, lidando diretamente com os resultados da filtragem de ondas. Uma boa concordância é observada entre os resultados da simulação e das medições, embora sejam constatados os efeitos de interferência, evidenciados pelas flutuações na resposta em frequência das FSS, devido as medições não terem sido realizadas em uma sala projetada para conter a presença de sinais refletidos no ambiente de medição. Tais efeitos poderiam ser minimizados com o uso de uma câmara anecóica, que eliminariam as reflexões tanto no solo como nas paredes e difrações nas bordas da FSS.

4.6 Conclusões

A Figura 4.8 apresenta os resultados simulados e medidos para os protótipos das FSS bioinspiradas (com elementos do tipo *Oxalis triangularis* bioinspirados) fabricadas usando revestimento laminado de cobre, mostrado na Figura 4.6 (a), e pintado com tinta de prata, mostrado na Figura 4.6 (b).

Para polarização TE, os resultados simulados da FSS indicam uma frequência de ressonância de 3,45 GHz, enquanto que os resultados medidos para a FSS fabricada usando revestimento laminado de cobre a ressonância ocorre em 3,64 GHz (com um desvio de 5,51% em relação ao valor simulado). Para a FSS com elementos *patch* pintados com tinta prata, a ressonância ocorre em 3,45 GHz (sem desvio em relação ao valor simulado), indicando concordância com os resultados obtidos para a FSS fabricada utilizando revestimento laminado de cobre.

Para a polarização TM, o resultado simulado indica uma frequência de ressonância de 3,43 GHz, enquanto os resultados medidos para a FSS fabricada usando revestimento laminado de cobre a ressonância ocorre em 3,45 GHz (com um desvio de 0,58% em relação ao valor simulado). Para a FSS com elementos *patch* pintados com tinta prata, a ressonância ocorre em 3,48 GHz (com um desvio de 1,46% em relação ao valor simulado), indicando boa concordância com os resultados obtidos para a FSS fabricada usando revestimento laminado de cobre.

A Figura 4.8 e a Tabela 7 mostram que os resultados obtidos para a FSS com elementos *patch* pintados com tinta de prata, são consistentes mesmo quando comparados com os resultados obtidos com a FSS fabricada com revestimento laminado de cobre, ambas exibindo boa estabilidade angular e provando serem adequadas para sistemas de comunicação sem fio. A boa concordância observada entre os resultados simulados e medidos para os protótipos das FSS, valida a eficiência e a versatilidade do procedimento de impressão com o uso da tinta condutora para a fabricação das FSS, dada a estrutura ser maior e mais complexa.

Capítulo 5

Filtros e acopladores

5.1 Introdução

Nos circuitos de micro-ondas, as linhas de transmissão são utilizadas basicamente de duas formas: para carregar informações de um ponto a outro e/ou para representar elementos de circuitos passivos, tais como transformadores de impedância, linhas de atraso, acopladores e filtros [69]-[70].

Há diferentes tipos de configurações para as seções de linhas de transmissão e guias de ondas. Estas configurações possibilitam o uso de linhas de transmissão acopladas para a aplicação da devida funcionalidade e desempenho dos circuitos de elementos passivos em micro-ondas, como dividir ou combinar sinais de RF, ou ainda, podem fornecer uma amostra do sinal que se propaga de um acesso a outro no dispositivo, para detecção e medição da amplitude e da fase de sinais de RF [71].

A teoria das linhas de transmissão planares com múltiplos condutores e elementos de circuito em linhas acopladas está bem estabelecida a décadas [72]-[74]. Filtros, acopladores direcionais, baluns, etc., foram alguns dos projetos realizados baseados em elementos de linhas acopladas [75].

Nas seções 5.3 e 5.4, será discutida a aplicação da tinta, no projeto de estruturas acopladas, como bloqueadores de corrente contínua e acopladores direcionais, com a finalidade de investigar o comportamento em termos de frequência dos parâmetros de espalhamento desses circuitos e avaliar aspectos relacionados ao acoplamento eletromagnético dessas superfícies pintadas, obtendo-se resultados consistentes, mesmo quando comparados aos protótipos fabricados com revestimento laminado de cobre. Acredita-se que este trabalho seja pioneiro nesse tema, uma vez que não foi encontrado na literatura, trabalhos que evidenciem tal aplicação de tintas condutivas em circuitos de linhas acopladas.

5.2 Linhas acopladas

A configuração de linhas acopladas consiste em duas linhas de transmissão localizadas próximas e paralelas uma da outra, como mostrado na Figura 5.1, onde s e W correspondem, respectivamente, ao espaçamento e à largura dessas linhas.

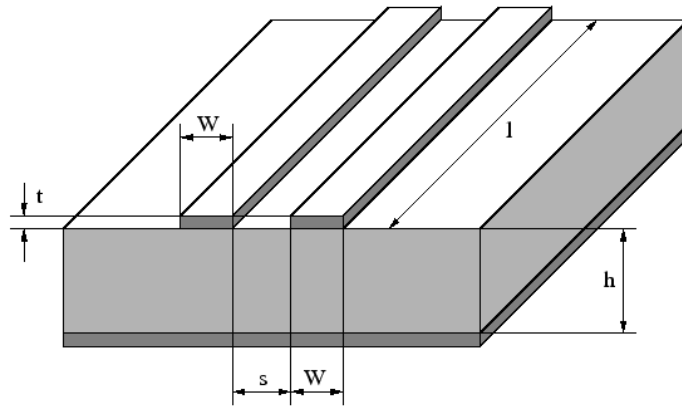


Figura 0.1 - Linhas de microfita acoplada.

Em geral, as duas linhas são iguais e a região de acoplamento ocorre dentro de um quarto de comprimento de onda e a energia pode ser acoplada de uma linha à outra em virtude da interação dos campos eletromagnéticos [74].

Na Figura 5.2 está representado de forma esquemática a distribuição das linhas de força do campo eléctrico e magnético.

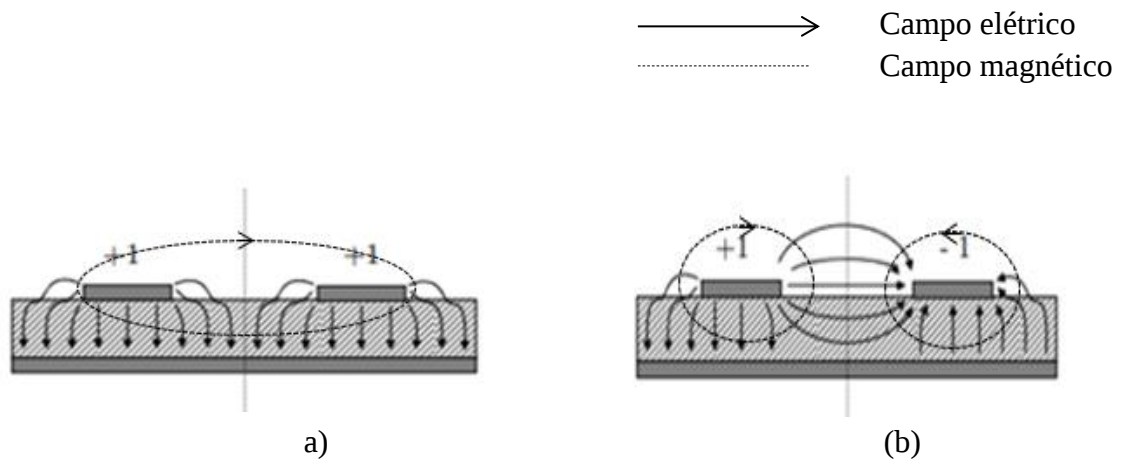


Figura 0.2 - Linhas de força de campo eléctrico: (a) modo par e (b) modo ímpar.

Na Figura 5.2, podemos notar, ainda, que as linhas de campo eletromagnético não estão totalmente contidas na região do substrato, significando dizer que o modo de propagação não é um modo puro TEM, mas sim um modo quase-TEM e, para esses casos, pode-se falar em modo par (ou modo comum) e modo ímpar (ou modo diferencial) [71].

A análise das linhas de microfita acopladas consideram impedâncias características e constantes dielétricas diferentes para cada modo, que foram discutidas em detalhes em [70].

A impedância característica da linha acoplada é dada por [70]:

$$Z_0 = \sqrt{Z_{0e} \cdot Z_{0o}} \quad (5.1)$$

onde, Z_{0e} = impedância característica do modo par e Z_{0o} = impedância característica do modo ímpar.

Já o fator de acoplamento C é definido como:

$$C = 10 \cdot \log \left(\frac{P_{acoplada}}{P_{entrada}} \right) \quad (5.2)$$

C e Z_0 são funções de s e W . As impedâncias do modo par e modo ímpar, podem ser determinadas usando:

$$Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1+C_0}{1-C_0}} \quad (5.3)$$

$$Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1-C_0}{1+C_0}} \quad (5.4)$$

com $C_0 = \sqrt{C}$, logo

$$C = \frac{Z_{0e} + Z_{0o}}{Z_{0e} - Z_{0o}} \quad (5.5)$$

Devido ao acoplamento dos campos magnéticos, as linhas acopladas podem suportar dois modos de propagação diferentes e essa característica pode ser utilizada para implementar vários filtros e acopladores direcionais [76]. E com base nessa propriedade de acoplamento, que iremos validar a aplicabilidade da tinta nesses dispositivos.

Com o acoplamento desejado, obtêm-se as impedâncias dos modos par e ímpar. As equações a seguir relacionam as permissividades efetivas e as impedâncias características do substrato, para os modos par e ímpar, apresentando uma precisão melhor que 1% para valores na faixa de $0,1 \leq \frac{W}{h} \leq 10$, $0,1 \leq \frac{s}{h} \leq 10$, $1 \leq \epsilon_r \leq 18$ [71].

A constante dielétrica efetiva para o modo par será:

$$\epsilon_{efe} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{v} \right)^{-a_e b_e} \quad (5.6)$$

onde

$$v = \frac{\left(\frac{W}{h}\right) \left[20 + \left(\frac{s}{h}\right)^2 \right]}{10 + \left(\frac{s}{h}\right)^2} + \left(\frac{s}{h}\right) e^{-\left(\frac{s}{h}\right)} \quad (5.7)$$

$$a_e = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[\frac{v^4 + (v/52^2)}{v^4 + 0,432} \right] + \frac{1}{18,7} \ln \left[1 + \left(\frac{v}{18,1} \right)^3 \right] \quad (5.8)$$

$$b_e = 0,564 \left(\frac{\epsilon_r - 0,9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0,053} \quad (5.9)$$

Para o modo ímpar têm-se:

$$\varepsilon_{efo} = \varepsilon_{ef} + \left[\left(\frac{\varepsilon_r + 1}{2} \right) + a_0 - \varepsilon_{ef} \right] e^{-c_0 \left(\frac{s}{h} \right)^{d_0}} \quad (5.10)$$

$$a_0 = 0,7287 \left[\varepsilon_{ef} - \left(\frac{\varepsilon_r + 1}{2} \right) \right] \left[1 - e^{-0,179 \left(\frac{w}{h} \right)} \right] \quad (5.11)$$

$$b_0 = \frac{0,564\varepsilon_r}{0,15 + \varepsilon_r} \quad (5.12)$$

$$c_0 = b_0 - (b_0 - 0,207) e^{-0,414 \left(\frac{w}{h} \right)} \quad (5.13)$$

$$d_0 = 0,593 + 0,694 e^{-0,526 \left(\frac{w}{h} \right)} \quad (5.14)$$

A impedância característica da microfita no modo par pode ser calculada pelo conjunto de equações:

$$Z_{0e} = \frac{Z_{0m} \sqrt{\frac{\varepsilon_{ef}}{\varepsilon_{efe}}}}{1 - q_4 \left(\frac{Z_{0m}}{377} \right) \sqrt{\varepsilon_{ef}}} \quad (5.15)$$

Onde Z_{0m} é a impedância característica da linha de microfita isolada com largura W e construída no mesmo substrato.

$$q_1 = 0,8685 \left(\frac{w}{h} \right)^{0,194} \quad (5.16)$$

$$q_2 = 1 + 0,7519 \left(\frac{s}{h} \right) + 0,189 \left(\frac{s}{h} \right)^{2,31} \quad (5.17)$$

$$q_3 = 0,1975 + \left[16,6 + \left(\frac{8,4h}{s} \right)^6 \right]^{-0,387} + \frac{1}{241} \ln \left[\frac{\left(\frac{s}{h} \right)^{10}}{1 + \left(\frac{s}{3,4h} \right)^{10}} \right] \quad (5.18)$$

$$q_4 = \frac{\frac{2q_1}{q_2}}{\left(\frac{w}{h} \right)^{q_3} e^{-\left(\frac{s}{h} \right)} + \left[2 - e^{-\left(\frac{s}{h} \right)} \right] \left(\frac{h}{w} \right)^{q_3}} \quad (5.19)$$

Para o modo ímpar

$$Z_{0o} = \frac{Z_{0m} \sqrt{\frac{\varepsilon_{ef}}{\varepsilon_{efo}}}}{1 - q_{10} \left(\frac{Z_{0m}}{377} \right) \sqrt{\varepsilon_{ef}}} \quad (5.20)$$

$$q_5 = 1,794 + 1,14 \ln \left[1 + \frac{0,638}{(s/h) + 0,517(s/h)^{2,43}} \right] \quad (5.21)$$

$$q_6 = 0,2305 + \frac{1}{281,3} \ln \left[\frac{\left(\frac{s}{h} \right)^{10}}{1 + \left(\frac{s}{5,8h} \right)^{10}} \right] + \frac{1}{5,1} \ln \left[1 + 0,598 \left(\frac{s}{h} \right)^{1,154} \right] \quad (5.22)$$

$$q_7 = \frac{10+190\left(\frac{S}{h}\right)^2}{1+82,3\left(\frac{S}{h}\right)^3} \quad (5.23)$$

$$q_8 = e^{\left[-6,5-0,95\ln\left(\frac{S}{h}\right)-\left(\frac{S}{0,15h}\right)^5\right]} \quad (5.24)$$

$$q_9 = \left(q_8 + \frac{1}{16,5}\right) \ln(q_7) \quad (5.25)$$

$$q_{10} = q_4 - \frac{q_5}{q_2} e^{\left[\frac{q_6 \ln\left(\frac{W}{h}\right)}{\left(\frac{W}{h}\right)^{q_9}}\right]} \quad (5.26)$$

Se as impedâncias características de modo par e ímpar são conhecidas inicialmente, então é necessário encontrar os valores de W e do espaçamento s que atenderão esses valores de impedância. Um método descrito em [77], permite chegar aos valores desejados. Nesse método, o primeiro passo é encontrar as larguras das fitas se estas forem consideradas isoladas entre si, o que equivale a distância de espaçamento s suficientemente grande para anular o acoplamento, utilizando valores de impedância iniciais. Para tanto, o valor inicial para essas impedâncias, por exemplo, pode ser considerado metade das impedâncias desejadas em cada modo, enquanto que o cálculo de grandezas para linha de microfita é descrito na seção 3.3.

Outro passo é que os valores W/h e S/h para as linhas acopladas são encontrados pela solução simultânea do par de equações 5.27 e 5.28, para o caso de $\varepsilon \leq 6$, ou do par de equações 5.29 e 5.30, no caso de $\varepsilon \geq 6$.

Para $\varepsilon \leq 6$

$$\left(\frac{W}{h}\right)_{se} = \left(\frac{2}{\pi}\right) \cosh^{-1} \left(\frac{2p-g+1}{g+1}\right) \quad (5.27)$$

$$\left(\frac{W}{h}\right)_{so} = \left(\frac{2}{\pi}\right) \cosh^{-1} \left(\frac{2p-g+1}{g-1}\right) + \frac{4}{\pi\left(1+\frac{\varepsilon_r}{2}\right)} \cosh^{-1} \left(1 + 2 \frac{\frac{W}{h}}{\frac{S}{h}}\right) \quad (5.28)$$

Para $\varepsilon \geq 6$

$$\left(\frac{W}{h}\right)_{se} = \left(\frac{2}{\pi}\right) \cosh^{-1} \left(\frac{2p-g+1}{g+1}\right) \quad (5.29)$$

$$\left(\frac{W}{h}\right)_{so} = \left(\frac{2}{\pi}\right) \cosh^{-1} \left(\frac{2p-g+1}{g-1}\right) + \frac{1}{\pi} \cosh^{-1} \left(1 + 2 \frac{\frac{W}{h}}{\frac{S}{h}}\right) \quad (5.30)$$

onde

$$g = \cosh \left[\frac{1}{2} \pi \left(\frac{S}{h} \right) \right] \quad (5.31)$$

$$p = \cosh \left[\pi \left(\frac{W}{h} \right) \frac{1}{2} \pi \left(\frac{S}{h} \right) \right] \quad (5.32)$$

A partir do conjunto de equações de 5.6 a 5.28, as impedâncias do modo par e modo ímpar podem ser calculadas para validar os resultados.

5.3 Bloqueadores de corrente contínua

Assim como um capacitor, que é usado em série, duas linhas acopladas de microfita também funcionam como bloqueadores de corrente contínua (DC, do inglês *direct current*), nas frequências de micro-ondas [78], enquanto permite que o sinal de RF passe com perda mínima. Em baixas frequências e devido ao seu tamanho pequeno, os capacitores são frequentemente usados. No entanto, em frequências mais altas, os bloqueadores DC de linha acoplada exibem menores perdas, sendo, portanto, preferíveis [70]. Além disso, para aplicações como o acoplamento de transformadores de circuitos integrados em cascata [79] [9]-[80], pode-se modificar bloqueadores DC de linha acoplada, a fim de fornecer funcionalidades adicionais.

O bloqueador DC de linha acoplada torna-se mais popular que um capacitor devido à sua baixa perda de inserção, sendo que a sua principal desvantagem é que seu tamanho deve aumentar para circuitos de frequências mais baixas [81]. Até agora, bloqueadores DC foram projetados usando estrutura de linha acoplada de um quarto de comprimento de onda.

5.3.1 Caracterização de um bloqueador de corrente contínua

O bloqueador de corrente contínua é um componente passivo básico, que evita que o fluxo de corrente contínua (DC) passe, enquanto permite que o sinal de RF flua através do circuito, sendo amplamente utilizado em misturadores, amplificadores, interruptores e multiplicadores, etc. Duas linhas paralelas acopladas podem funcionar como um bloqueador DC, Figura 5.3.

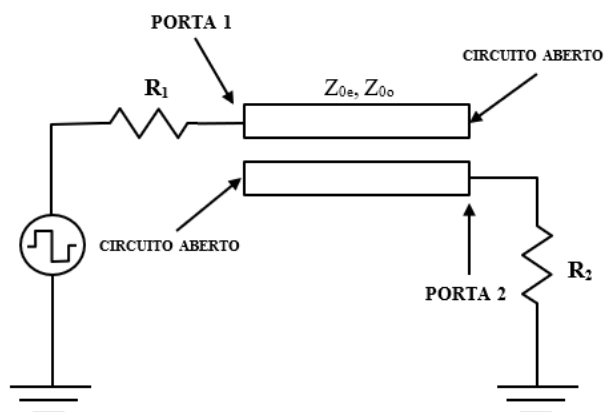


Figura 0.3 - Bloqueador DC com região de acoplamento de um quarto de comprimento de onda. Extraído de [82].

Como podemos ver pela Figura 5.3, o bloqueador DC é basicamente uma rede de quatro portas e é inserido entre um gerador com resistência interna R_1 e resistência de carga R_2 , onde as duas outras portas estão em circuito aberto. A Figura 5.4 ilustra os principais parâmetros físicos do bloqueador DC.

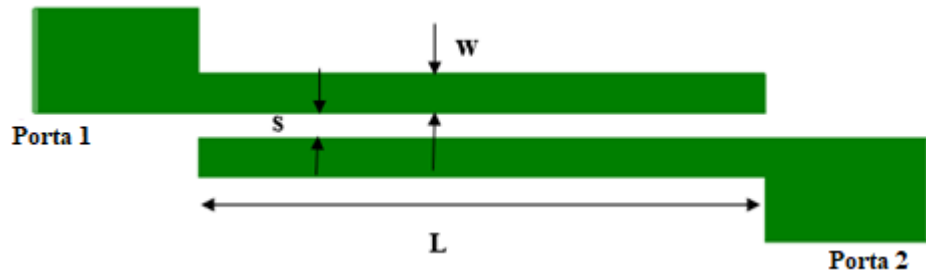


Figura 0.4 -Principais parâmetros físicos do bloqueador DC.

As dimensões físicas consistem, em especial, o espaçamento s , que determina a quantidade de acoplamento, a espessura w das linhas acopladas e do comprimento de onda guiado L na frequência central de operação f_0 . Essa estrutura permite dois modos de propagação, par e ímpar, sendo que cada um possui diferentes valores de impedância característica. Dada uma largura de banda relativa Br e uma relação de onda estacionária de tensão (VSWR) representada por S , existem duas soluções possíveis para a impedância de acoplamento de modo ímpar Z_{0o} e a impedância de acoplamento de modo par, Z_{0e} . Para linhas de microfita acopladas, apenas uma solução é apropriada [82] e é dada por:

$$z_e \cdot z_o = 2\sqrt{S}\sqrt{a} \quad (5.33)$$

com

$$\sqrt{a} = \frac{s-1}{2\sqrt{S}\Omega_c^2} \left[1 + \sqrt{1 + \Omega_c^2} \right] \quad (5.34)$$

onde

$$\Omega_c = \cot \left[\frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{Br}{2} \right) \right] \quad (5.35)$$

e

$$B_r = 2 \frac{f_2 - f_1}{f_2 + f_1} \quad (5.36)$$

tem-se ainda que os valores de impedância normalizados são:

$$z_e = \sqrt{S} \left[1 + \sqrt{1 + \frac{\sqrt{1 + \Omega_c^2}}{\Omega_c^2} \left(1 - \frac{1}{S} \right)} \right] \quad (5.37)$$

$$z_o = \sqrt{S} \left[-1 + \sqrt{1 + \frac{\sqrt{1 + \Omega_c^2}}{\Omega_c^2} \left(1 - \frac{1}{S} \right)} \right] \quad (5.38)$$

Uma conclusão interessante que pode ser alcançada a partir dessas expressões é o fato de que qualquer combinação arbitrária dos valores escolhidos para a largura de banda e a relação de onda estacionária pode ser alcançada por valores reais e positivos [82]. Entretanto, restrições práticas de microfita limitam a faixa de impedâncias de modo par e ímpar atingíveis, pois o espaçamento entre as linhas deve ser pequeno o suficiente para melhorar o acoplamento e assim obter uma ampla largura de banda. Tal espaçamento limita o processo de fabricação desse dispositivo.

5.3.2 Desenvolvimento do projeto do bloqueador de corrente contínua

O desenvolvimento dos bloqueadores DC foi realizado empregando o projeto de linhas paralelas acopladas, com o comprimento da seção de acoplamento de um quarto do comprimento de onda guiado $L = 16,77$ mm na frequência central f_0 de 2,45GHz, com relação de onda estacionária $S = 1,029$ e largura de banda relativa $Br = 0,4$. A Figura 5.5 mostra fotografias dos dois protótipos de bloqueadores DC em substrato de fibra de vidro com permissividade relativa, $\epsilon_r = 4,4$, tangente de perda, $\tan\delta = 0,02$ e altura, $h = 1,57$ mm. O primeiro protótipo, mostrado na Figura 5.5 (a), é pintado com a tinta de prata sintetizada a partir de nitrocelulose e o segundo, Figura 5.5 (b), é desenvolvido com o método tradicional por corrosão com percloroeto de ferro.

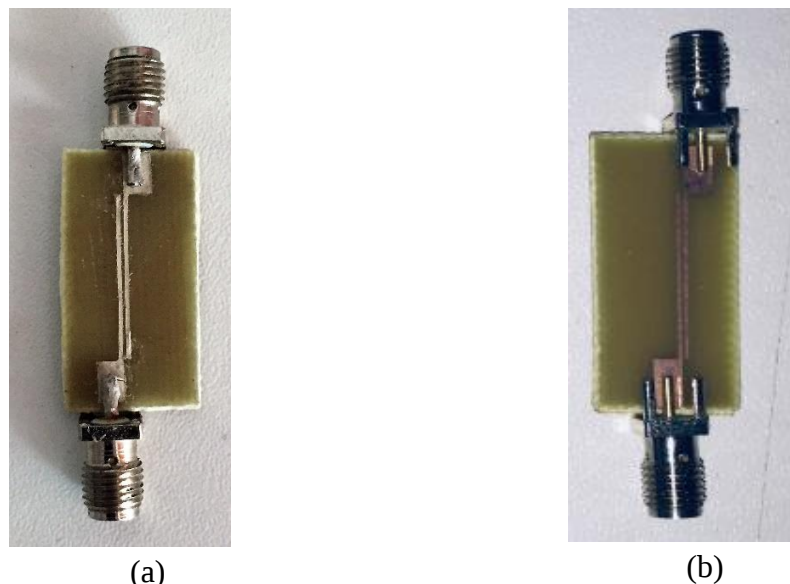


Figura 0.5 -Fotografia dos bloqueadores DC: (a) desenvolvido com tinta de prata em fibra de vidro e (b) desenvolvido com técnicas convencionais em fibra de vidro.

Os valores de impedâncias características de acoplamento do modo par e ímpar normalizadas são $z_e = 3,212$ e $z_o = 1,114$, correspondendo a $Z_{0e} = 160,7 \Omega$ e $Z_{0o} = 55,2 \Omega$ com espaçamento $s = 0,2$ mm entre as duas linhas acopladas e de espessura $w = 0,5$ mm.

Estes valores de dimensões foram definidos usando o conjunto de equações dadas em [82] e depois ajustados usando *Ansoft Designer*, com os valores resumidos na Tabela 8, incluindo as impedâncias características de modo par e ímpar.

Tabela 5 - Parâmetros elétricos e geométricos usados nos bloqueadores DC.

Parâmetros	Valores
Z_{0e}	156,70 Ω
Z_{0o}	61,77 Ω
W	0,5 mm
S	0,2 mm
L	16,77 mm

Para validar o projeto dos bloqueadores DC, foram executadas simulações com o *software Ansoft Designer*, considerando substrato de fibra de vidro revestido com laminado de cobre. As medições foram obtidas com o uso de um analisador de rede vetorial R&S ZVB14, conforme setup de medição mostrado na Figura 5.6.

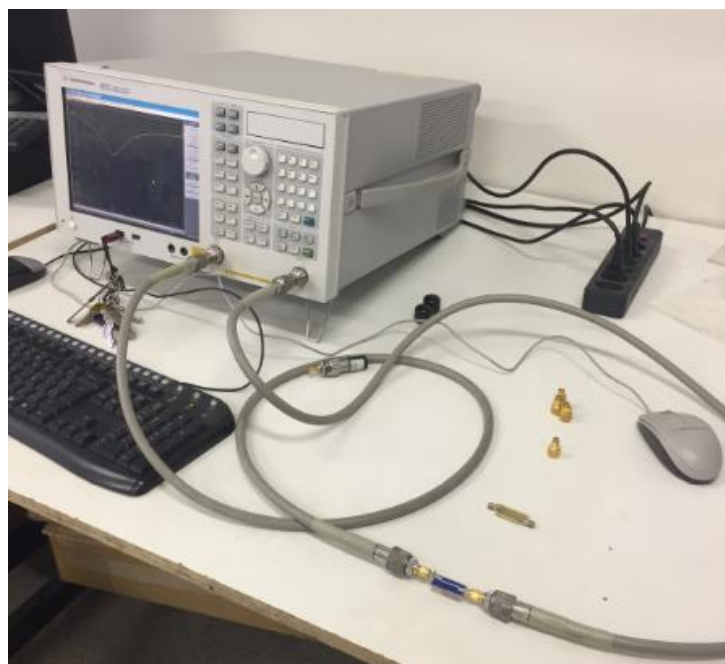


Figura 0.6 - Setup de medição dos bloqueadores DC.

Os resultados de simulação e medição da perda de retorno e dos níveis de acoplamento dessas estruturas, estão ilustrados nas Figuras 5.7 e 5.8 e resumidos na Tabela 9.

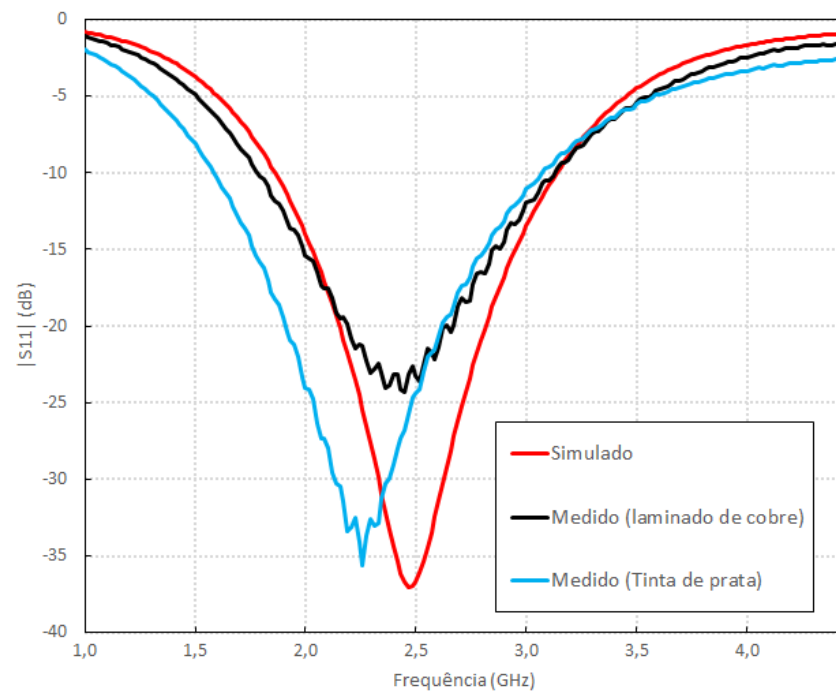


Figura 0.7 – Simulação e resultados de medição do coeficiente de reflexão, S_{11} (dB), para os protótipos de bloqueadores DC com revestimento laminado de cobre e superfície pintada com tinta de prata.

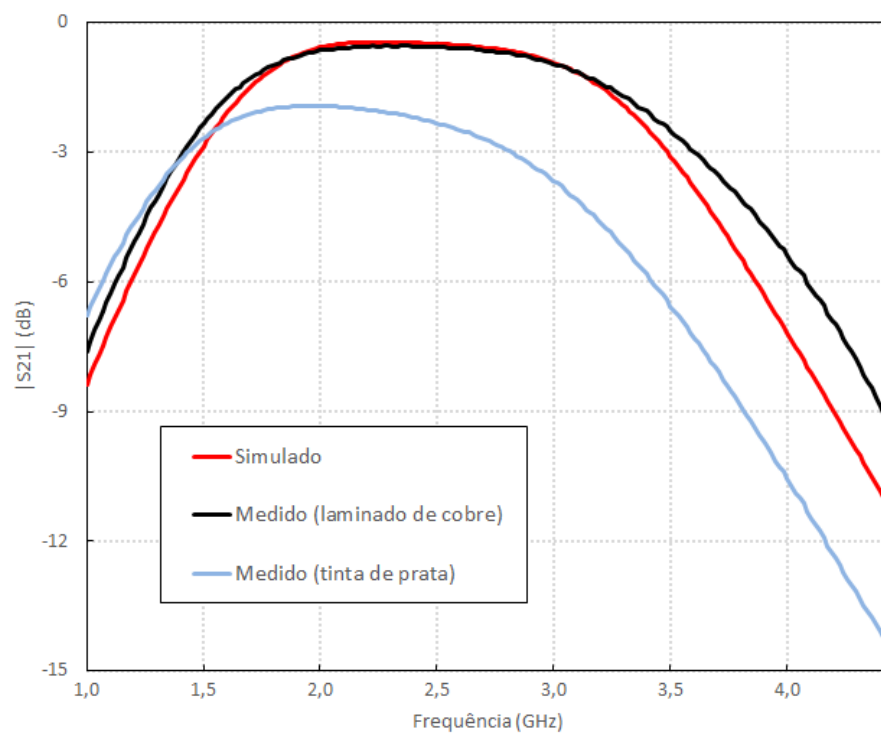


Figura 0.8 - Simulação e resultados de medição do coeficiente de transmissão, S_{21} (dB), para os protótipos de bloqueadores DC com revestimento laminado de cobre e superfície pintada com tinta de prata.

Tabela 6 - Principais resultados para o bloqueador DC.

	Simulado	Medido (Tinta de prata)	Medido (Laminados de cobre)
f_0 (GHz)	2.45	2,3	2,45
Br	0,5	0,58	0,55
S_{11} (dB)	-36,6	-35,6	-24
S_{21} (dB)	-0,5	-2,0	0,55

O comportamento do parâmetro de espalhamento, $|S_{11}|$, em termos de frequência, é apresentado na Figura 5.7. Para o bloqueador DC fabricado com tinta de prata, mostrada na Figura 5.5 (a), os resultados medidos indicam uma perda de retorno melhor que 10dB na faixa de frequência de 1,63 - 2.98 GHz, correspondendo uma largura de banda relativa de 0,58 em torno da frequência central de 2,3 GHz, enquanto que a perda de inserção medida, Figura 5.8, é inferior a 3 dB na faixa de frequência de 1.47 - 2,83 GHz e o menor valor medido é de 1,93 dB em 1,97 GHz. Para o resultado simulado, a perda de retorno é melhor que 10dB na faixa de frequência de 1,87 - 3,13 GHz, correspondendo a uma largura de banda de 0,5 em torno da frequência central de 2,45, com perda de inserção melhor que 3 dB na faixa de frequência de 1,42 - 3,63 GHz. A menor perda de inserção é de 0,45 dB em 2,26 GHz.

Para o bloqueador DC fabricado com revestimento laminado de cobre, mostrado na Figura 5.5(b), os resultados medidos indicam uma perda de retorno, Figura 5.7, melhor que 10dB na faixa de frequência de 1,81 - 3.15 GHz, correspondendo uma largura de banda relativa de 0,5 em torno da frequência central de 2,45 GHz, enquanto que a perda de inserção medida, Figura 5.8, é inferior a 3 dB na faixa de frequência de 1.42 - 3,63 GHz e o menor valor medido é de 0,55 dB em 2,24 GHz.

Vê-se na Figura 5.7 e 5.8 que as perdas de retorno e de inserção para o protótipo fabricado com tinta de prata, apresentam valores ligeiramente menores que os resultados simulados e com o mesmo formato da resposta em termos da frequência. Quando comparado aos resultados medidos para o bloqueador DC fabricado com revestimento laminado de cobre, os resultados são consistentes, onde pequenas diferenças no nível de acoplamento eram esperadas e que podem ser atribuídas à atenuações maiores no nível do sinal, devido as perdas ôhmicas nas superfícies pintadas serem maiores, por se tratar de polímero que teve suas propriedades elétricas modificadas com a adição de carga metálica, o que não inviabilizou sua aplicação na estrutura acoplada.

5.4 Acoplador direcional

Possuindo uma metodologia de projeto e fabricação simples [83], os acopladores direcionais de linha acoplada tem sido objeto de extensa pesquisa ao longo dos últimos anos, focada no desenvolvimento de novas soluções, permitindo principalmente a melhoria do desempenho, operação de banda larga e miniaturização [84], [85] e, umas das razões é que essas estruturas acopladas são frequentemente usados para monitoramento de sinal após um amplificador de potência. Além do mais, o custo-benefício dos acopladores direcionais projetados com linha de microfitas os torna uma opção viável para a fabricação na indústria de RF [86].

Para superar algumas das limitações dos acopladores direcionais como o baixo nível de acoplamento e diretividade, tem havido um esforço contínuo [87] com uso de novas técnicas, como inserir pontas de circuito aberto [88] ou linhas acopladas em curto-circuito [89], seções de linha de transmissão entre seções de linha acoplada [90]. No entanto, isso ocorre ao custo da complexidade de fabricação ou da redução da largura de banda, como em [91] e [92], que ao inserir linhas de transmissão desacopladas entre seções de linha acoplada, permitiu maior flexibilidade de projeto, com a redução do comprimento total do acoplador, mas em detrimento de ligeira redução de largura de banda.

Como forma de reduzir a complexidade na fabricação de estruturas isoladas como os acopladores direcionais, este trabalho propõe o uso da tinta sintetizada a partir da nitrocelulose e prata metálica. Como o método de fabricação depende do conhecimento prévio da geometria física do acoplador e das impedâncias de modo par e ímpar da estrutura, a metodologia empregada usa o conhecimento dessas impedâncias, bem como o nível de acoplamento e frequência de operação, conforme visto na seção 5.2, para fabricação dos protótipos dos acopladores. Para avaliar o comportamento em termos da frequência do acoplador fabricado com o uso da tinta, serão realizadas medições dos parâmetros de espalhamento, onde poderá ser comparado as perdas de retorno e inserção, nível de acoplamento e isolamento com outro acoplador fabricado com revestimento laminado de cobre, pelo método tradicional de corrosão com percloroeto de ferro.

5.4.1 Caracterização de um acoplador direcional

O acoplador direcional, Figura 5.9, pode ser fabricado através do uso de microfitas, possuindo quatro portas, Figura 5.10, onde a porta 1 é a entrada, as portas 2 e 3 são as saídas e a porta 4 é isolada da porta 1. Esse dispositivo é bastante usado para a combinação e divisão de potência, servindo para acoplar uma quantidade definida de potência eletromagnética de uma linha de transmissão a uma porta [74], fornecendo uma amostra do sinal que se propaga de um acesso ao outro no dispositivo e são utilizados de maneira geral para detecção e medição de amplitude e da fase de sinais de micro-ondas e RF.

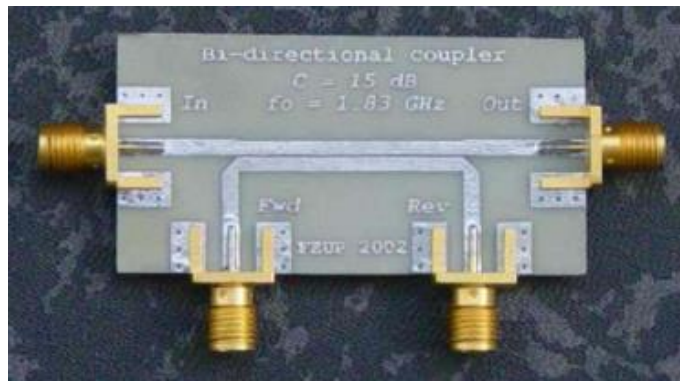


Figura 0.9 - Acoplador direcional de microfita. Extraído de [93].

Para um acoplador direcional com quatro portas, tem-se, idealmente, a porta 1 desacoplada da porta 4, assim como a porta 2 desacoplada da porta 3. Por desacoplado, entende-se que um sinal que entra na porta 1 não gera uma saída na porta 4 e vice e versa. A Figura 5.10 ilustra ainda os principais parâmetros geométricos.

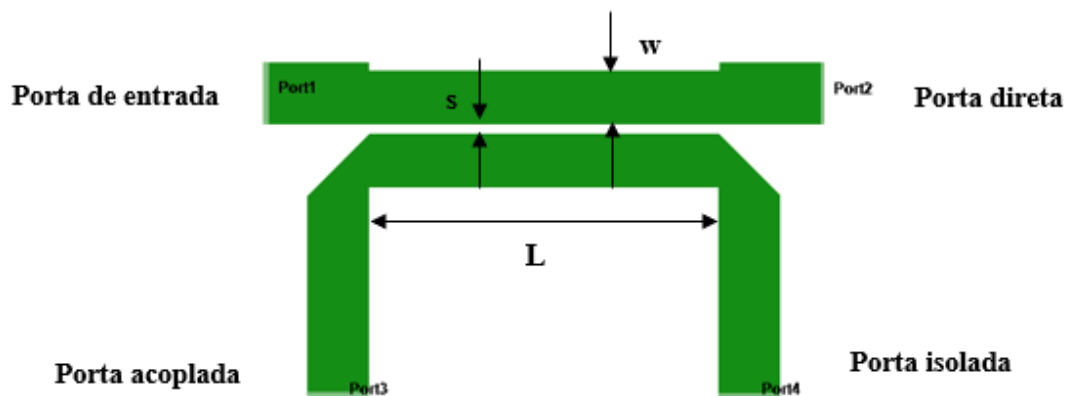


Figura 0.10 - Portas do acoplador direcional e principais parâmetros geométricos.

No acoplador ilustrado na Figura 5.10, o espaçamento entre as linhas paralelas acopladas é s , onde ambas possuem largura w e comprimento L igual a um quarto do comprimento de onda guiado.

Para determinar o desempenho de um acoplador direcional faz-se uso de quatro parâmetros: acoplamento, diretividade, isolamento e perda por inserção [74].

Acoplamento é o parâmetro que indica a fração da potência de entrada que é acoplada a saída. Diretividade indica a capacidade do acoplador em isolar as portas acopladas das não acopladas. Isolamento indica a quantidade de energia liberada para a porta isolada. Perda por inserção indica a quantidade de potência liberada na porta direta. As equações para determinar esses parâmetros são dadas a seguir, sendo que uma das propriedades primárias de um acoplador direcional é o fator de acoplamento, definido conforme a Equação 5.2.

PERDA DE RETORNO

A medida da perda de retorno de uma porta de um dispositivo qualquer (seja ele um dipolo, quadripolo, etc.) é definida como sendo a relação, em dB, entre as potências incidente

e refletida nessa porta, ou seja, sendo P_1 a potência incidente nos terminais do dispositivo, e P_r a potência refletida, a perda de retorno é dada por

$$RL_{dB} = 10 \log \left(\frac{P_1}{P_r} \right) \quad (5.39)$$

A perda de retorno pode ser expressa, também, em função do coeficiente de reflexão, pela seguinte expressão:

$$RL_{dB} = -10 \log(|S_{11}|^2) \quad (5.40)$$

Assim, vemos que uma porta perfeitamente casada tem uma perda de retorno infinita, enquanto que uma porta que reflete completamente a onda incidente (curto-circuito ideal, por exemplo) tem uma perda de retorno de 0 dB.

PERDA DE INSERÇÃO

A Perda de inserção é a perda de potência de sinal resultante da inserção de um dispositivo em uma linha de transmissão (ou entre um gerador e uma carga), usualmente expresso em dB. Essa perda se relaciona com a potência de saída P_2 e a potência de entrada P_1 , pela expressão:

$$IL_{dB} = 10 \log \left(\frac{P_2}{P_1} \right) = -10 \log(|S_{21}|^2) \quad (5.41)$$

ACOPLAMENTO

Já o acoplamento, relaciona as potências na porta acoplada direta P_3 e a de entrada P_1 , (equação 5.2). O acoplamento em dB é dado por:

$$C_{dB} = 10 \log \left(\frac{P_3}{P_1} \right) = -10 \log(|S_{31}|^2) \quad (5.42)$$

ISOLAÇÃO

O isolamento de um acoplador direcional pode ser definido como a diferença nos níveis de sinal, em dB, entre a porta de entrada P_1 e a porta isolada P_4 quando as duas portas de saída são terminadas por cargas correspondentes. A isolação em dB é dada por:

$$I_{dB} = 10 \log \left(\frac{P_4}{P_1} \right) = -10 \log(|S_{41}|^2) \quad (5.43)$$

No caso ideal, não deveria haver potência na porta 4. Porém, em um dispositivo real, sempre haverá alguma potência indesejada nessa porta.

DIRETIVIDADE

Define-se a diretividade, em dB, de um acoplador como

$$D_{dB} = 10 \log \left(\frac{P_3}{P_4} \right) = -10 \log \left(\frac{|S_{41}|^2}{|S_{31}|^2} \right) \quad (5.44)$$

A diretividade deve ser a mais alta possível e não é diretamente mensurável, sendo calculada a partir das medições de isolamento e acoplamento.

Quanto ao isolamento entre a entrada e as portas isoladas pode ser diferente do isolamento entre as duas portas de saída. Por exemplo, o isolamento entre as portas 1 e 4

pode ser de 30 dB, enquanto o isolamento entre as portas 2 e 3 pode ter um valor diferente, como 25 dB.

5.4.2 Desenvolvimento do projeto do acoplador direcional

Nesta seção, o projeto base dos acopladores direcionais é considerado para produzir um acoplamento de -15 dB. A Figura 5.11 mostra fotografias dos protótipos dos acopladores fabricados em substrato de fibra de vidro FR-4 com permissividade relativa, $\epsilon_r = 4,4$, tangente de perda, $\tan\delta = 0,02$ e altura, $h = 1,57$ mm. O primeiro protótipo, mostrado na Figura 5.11 (a), é pintado com a tinta de prata, enquanto que o segundo é fabricado usando revestimento laminado de cobre, Figura 5.11(b). A largura e o espaçamento das linhas acopladas são, respectivamente, 2,6 mm e 0.5 mm, dimensão essa garantida pelo processo de impressão do adesivo.



(a)



(b)

Figura 0.11 - Protótipo de acoplador direcional em substrato de fibra de vidro pintando com tinta de prata (a) e revestido com lamidado de cobre (b).

As impedâncias características do modo par e ímpar são, respectivamente $Z_{0e} = 66,22 \Omega$ e $Z_{0o} = 38,91 \Omega$, correspondendo a uma impedância $Z_0 = 50,76 \Omega$ de linha acoplada. Os valores calculados foram obtidos a partir do conjunto de equações aproximadas vistas na seção 5.1 (Equações 5.1 a 5.28) e são dados na Tabela 10.

Tabela 7 - Parâmetros elétricos e geométricos usados no acoplador direcional.

Parâmetros	Valores
C	0,260
Z_{0e}	66,22 Ω
Z_{0o}	38,91 Ω
W	2.6 mm
S	0,5 mm
L	16,77 mm

Os resultados de simulação foram obtidos usando o *software Ansoft Designer*, considerando substrato de fibra de vidro revestido com laminado de cobre. Já os resultados de medição foram obtidos usando um analisador de redes vetorial, que devido ao seu modelo, foi possível apenas realizar a medição de duas portas por vez, enquanto que as outras duas portas eram ligadas a cargas casadas de 50 ohms, conforme mostra a Figura 5.12 do setup de medição.

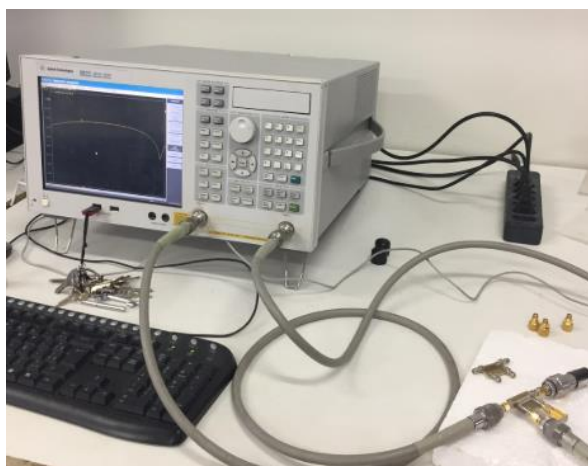


Figura 0.12 - Setup de medição com analisador de redes e cargas casadas de 50 ohms.

As perdas de retorno e inserção dos acopladores direcionais são vistas nas Figuras 5.13 e 5.14, respectivamente. Já as Figuras 5.15 e 5.16 mostram, respectivamente, os resultados medidos para os níveis de acoplamento e isolamento. A Tabela 11 resume esses resultados obtidos para o projeto desses dispositivos, para fins de comparação.

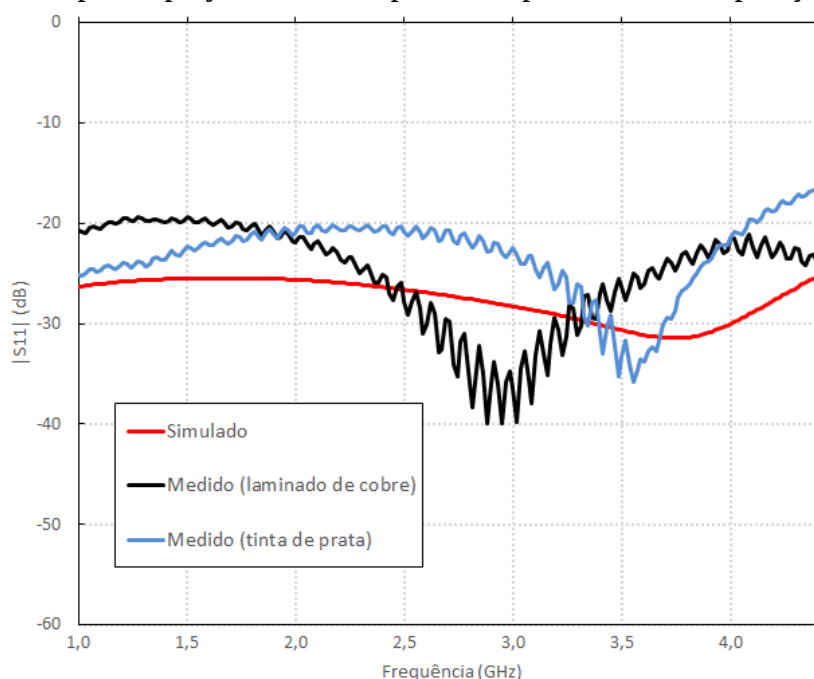


Figura 0.13 - Simulação e resultados de medição do coeficiente de reflexão, S_{11} (dB), para os protótipos de acopladores direcionais com revestimento laminado de cobre e superfície pintada com tinta de prata.

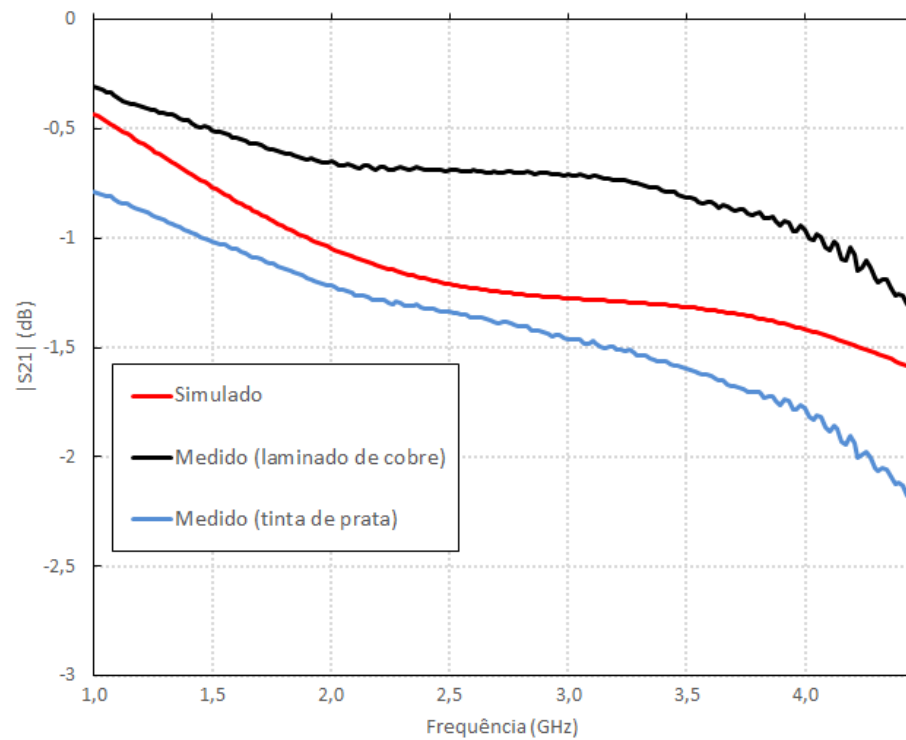


Figura 0.14 - Simulação e resultados de medição da perda de inserção, S_{21} (dB), para os protótipos de acopladores direcionais com revestimento laminado de cobre e superfície pintada com tinta de prata.

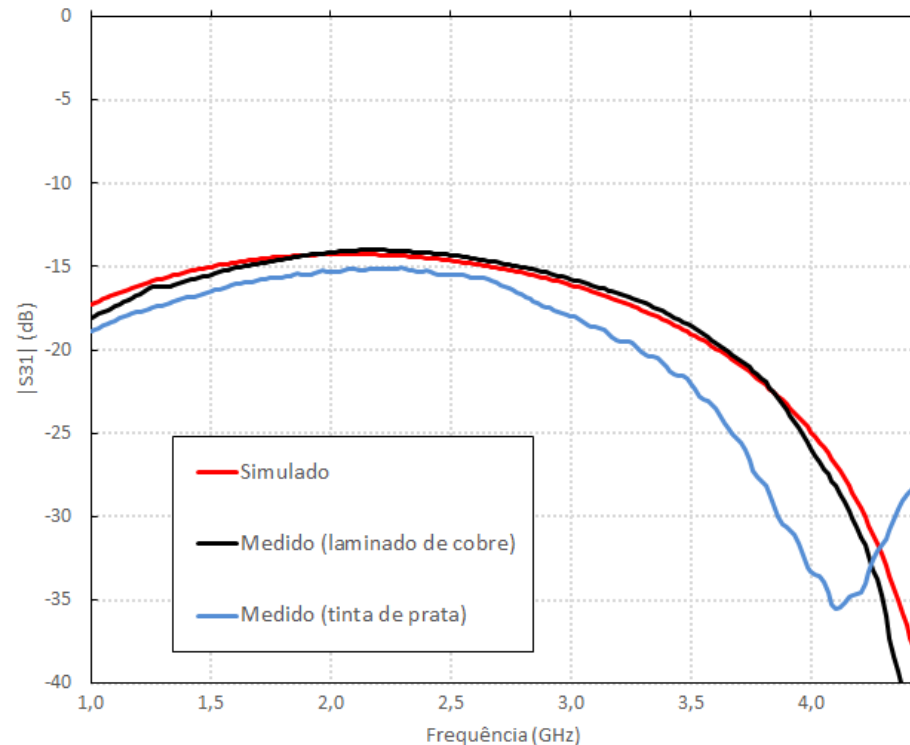


Figura 0.15 - Simulação e resultados de medição para o nível de acoplamento, S_{31} (dB), para os protótipos de acopladores direcionais com revestimento laminado de cobre e superfície pintada com tinta de prata.

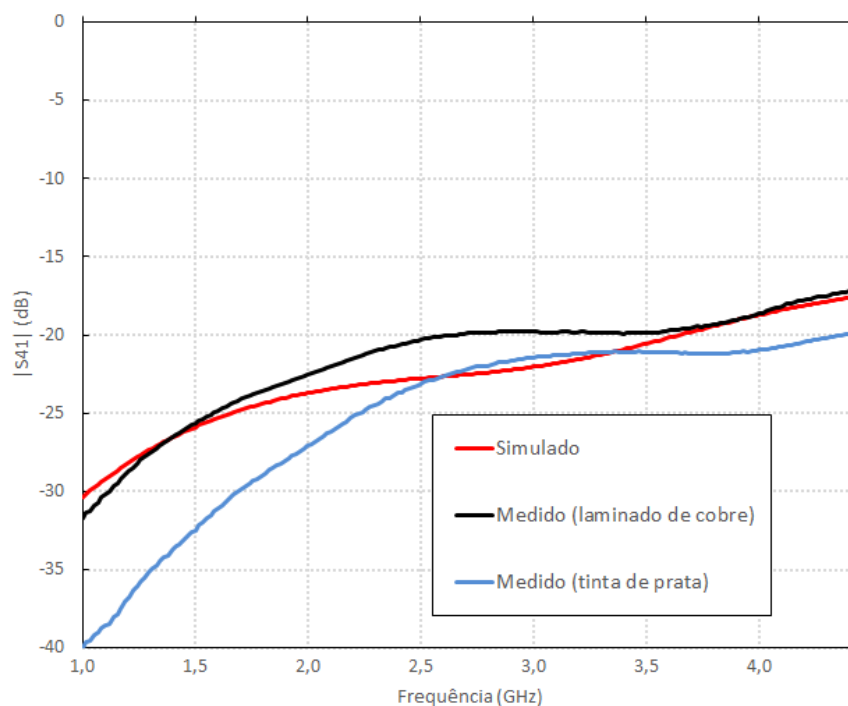


Figura 0.16 – Simulação e resultados de medição do nível de isolamento, S_{41} (dB), para os protótipos de acopladores direcionais com revestimento laminado de cobre e superfície pintada com tinta de prata.

Tabela 8 - Resultados simulados e medidos para os acopladores direcionais na frequência de 2.45 GHz.

	Simulado	Medido (Tinta de prata)	Medido (Laminados de cobre)
S_{11} (dB)	-26,42	-21,09	-26,92
S_{21} (dB)	-1,20	-1,33	-0,70
S_{31} (dB)	-14,5	-15,36	-14,2
S_{41} (dB)	-22,86	-23,50	-20,54

O comportamento dos parâmetros de espalhamento $|S_{11}|$, $|S_{21}|$, $|S_{31}|$ e $|S_{41}|$ em termos de frequência, são apresentados nas Figura 5.13 à 5.16, apresentando os resultados simulados e medidos para os protótipos dos acopladores direcionais fabricados com tinta de prata, mostrado na Figura 5.11(a), e fabricado usando revestimento laminado de cobre, mostrado na Figura 5.11 (b).

Para a perda de retorno, Figura 5.13, o resultado simulado do acoplador indica um valor de 26,42 dB, enquanto que os resultados medidos indicam uma perda de retorno de

21,09 dB para o acoplador fabricado com tinta de prata e 26,92 dB para o acoplador fabricado com revestimento laminado de cobre.

Quanto ao sinal transmitido para a porta 2, Figura 5.14, o resultado simulado indica uma perda de inserção de 1,20 dB. Para os resultados medidos, o acoplador fabricado com tinta de prata sofre uma perda de inserção da ordem de 1,33 dB, enquanto o acoplador fabricado com revestimento laminado de cobre, esse valor é de 0,70 dB.

Para o nível de acoplamento, Figura 5.15, o resultado simulado indica um valor 14,36 dB, enquanto que o resultado medido para acoplador fabricado com revestimento laminado de cobre apresenta um acoplamento de 14,2 dB. Para o acoplador fabricado com tinta de prata, o nível de acoplamento apresenta um valor 15,36 dB. Esses resultados estão condizentes e atendem as especificações do projeto quanto ao nível de acoplamento pretendido.

Na isolação, Figura 5.16, o valor simulado apresenta isolação de 22,86 dB, enquanto que os valores medidos para os acopladores fabricados com revestimento laminado de cobre e tinta de prata são, respectivamente, 20,54 dB e 23,50 dB. Estes resultados são consistentes quando comparados com o resultado simulado, apresentando isolações abaixo de 20 dB.

5.5 Conclusão

As estruturas acopladas foram projetadas permitindo uma comparação entre os resultados simulados e medidos e os valores de acoplamento atenderam as especificações do projeto.

Os resultados de medição para os bloqueadores DC foram satisfatórios, embora o resultado de acoplamento obtido para o fabricado com tinta de prata tenha ficado 1,5 dB abaixo dos resultados simulados e medidos com o protótipo fabricado com revestimento laminado de cobre. Tal fato pode ser explicado por um ser uma lâminha metálica e o outro constituído por um material isolante, que lhe é conferido propriedades elétricas após a incorporação de partículas de prata à sua matriz polimérica. As pequenas discrepâncias nos resultados medidos podem, ainda, ser explicadas por não se ter considerado na simulação a espessura da camada de tinta e, conseqüentemente, suas perdas, empurrando a curva desse parâmetro de espalhamento para baixo.

Quanto ao projeto dos acopladores direcionais com linhas acopladas, observa-se, a partir das Figuras 5.13 à 5.16, que os resultados simulados e medidos apresentaram o mesmo formato da resposta para os parâmetros de espalhamento S_{21} , S_{31} e S_{41} , estando estes resultados condizentes com o esperado pela abordagem matemática e consistentes com os obtidos anteriormente com os circuitos integrados de micro-ondas, com as antenas e FSS, quando comparados aos protótipos fabricados com revestimento laminado de cobre, validando a nova técnica de impressão com o uso da tinta sintetizada à base de nitrocelulose e prata metálica, como um novo método para o desenvolvimento de projetos de estruturas acopladas com linhas de microfita.

Nas medições é possível ver oscilações, que apesar de não estarem presentes nos resultados simulados, já são esperadas devido a erros inerentes do processo de fabricação e

devido ao casamento não ideal das cargas, durante a calibração, na faixa de frequências medidas, onde essas oscilações aumentam com o aumento da frequência. Mesmo diante desses fatos, as estruturas acopladas fabricadas com tinta de prata apresentaram perdas de inserções e nível de acoplamento consistentes com os resultados simulados e com o protótipo fabricado com revestimento laminado de cobre.

Capítulo 6

Conclusões

Neste trabalho foi investigada a possibilidade da utilização de uma nova tinta condutiva voltada para projetos de antenas de microfita, superfícies seletivas de frequência (FSS) bioinspiradas, bloqueadores de corrente contínua e acopladores direcionais. A tinta condutiva fabricada foi desenvolvida a partir da síntese da nitrocelulose, que, em solução de acetato de etila, atuou como agente aglutinador e, da prata metálica em pó para a formação de um filme condutor, sendo considerada uma das principais contribuições deste trabalho. A tinta foi caracterizada de forma estrutural e estequiométrica e análises foram feitas com técnicas de espectroscopia no infravermelho, MEV e EDS. Recorreu-se ao modelo proposto na teoria de percolação elétrica para explicar o comportamento condutivo do filme obtido com a tinta sintetizada, onde a condutividade é em função da fração mássica e tipo de aditivo condutor, onde opta-se por usar prata metálica, por possuir maior condutividade elétrica e por não apresentar maior tendência a oxidação do que o cobre metálico.

A utilização da nova tinta condutiva foi proposta como alternativa ao emprego de técnicas convencionais de fabricação de circuitos integrados de micro-ondas, como a prototipagem (que requer o uso de equipamentos dedicados), a corrosão parcial em laminados de cobre (através de perclorato de ferro), a transferência térmica e a serigrafia. Sendo assim, a importância da utilização da tinta condutiva está diretamente associada à facilidade, simplicidade, eficiência e redução de custos de fabricação dos circuitos, por dispensar a aquisição de equipamentos dedicados e minimizar o desperdício (de ferramentas e materiais), fazendo-se necessário apenas o uso de pequenos pincéis para a aplicação da tinta sobre substratos dielétricos como o vidro e a fibra de vidro, mostrando, ainda, que apresenta grande potencial para a aplicação sobre materiais dielétricos diversos, como cerâmicos (de alta permissividade relativa), tecidos, acetatos e papéis especiais, tanto em geometrias planares como não-planares, com espessuras diversas.

Foram fabricados protótipos de antenas de microfita com patches retangulares sobre substratos de fibra de vidro, tanto com revestimento laminado de cobre como com superfície pintada com a tinta condutiva, para fins de comparação. Também foi fabricado um protótipo de antena de microfita com patch retangular pintado sobre substrato de vidro. Os protótipos das antenas foram testados para determinar seus desempenhos relacionados à medição do coeficiente de reflexão de entrada (S_{11}), tratando principalmente dos resultados de pareamento de impedância. Foi observado que os resultados simulados e medidos obtidos para os protótipos das antenas pintadas com tinta de prata apresentaram boa concordância, mesmo quando comparados ao protótipo fabricado usando revestimento laminado de cobre.

Como forma mostrar a versatilidade da tinta de prata sintetizada, uma nova FSS com elementos bioinspirados nas folhas da planta *Oxalis triangularis* foi fabricada para investigar os desempenhos da técnica e da tinta em uma geometria de circuito impresso maior e mais complexa. O protótipo dessa FSS pintada (sobre substrato de fibra de vidro) foi testada para determinar seu desempenho relacionado à medição do coeficiente de transmissão (S_{21}),

lidando diretamente com os resultados da filtragem de ondas. Mais uma vez observou-se que os resultados simulados e medidos obtidos para a FSS pintada com tinta de prata apresentou boa concordância, mesmo quando comparada ao protótipo fabricado usando revestimento laminado de cobre.

Nas estruturas isoladas e acopladas (bloqueadores DC e acopladores direcionais) fabricadas com a nova tinta prata, foi possível investigar o efeito no acoplamento eletromagnético produzido entre linhas de microfita paralelas pintadas com a tinta. Foi observado que os resultados simulados e medidos apresentaram boa concordância quanto aos parâmetros equivalentes de espalhamento e de onda, mostrando perdas de inserção, níveis de acoplamento e isolamento consistentes quando comparados aos protótipos fabricados com revestimentos laminados de cobre.

A boa concordância observada entre os resultados simulados e medidos para os protótipos dos circuitos integrados de micro-ondas pintados com a tinta de prata, valida a eficiência e a versatilidade do procedimento de impressão com o uso da tinta condutiva sintetizada, onde mostram desempenhos consistentes quando comparados a protótipos fabricados com finas placas metálicas utilizando laminados de cobre. E dada a complexidade no projeto dessas estruturas, nota-se que não ocorreram perdas ôhmicas significativas que pudessem afetar o bom desempenho dessas estruturas, como na resposta de transmissão das antenas e FSS, fato esse que poderia ficar mais evidente, caso o material tivesse baixa condutividade, degradando a seletividade espectral das estruturas.

Outro ponto importante a ser destacado é que a nitrocelulose é geralmente combinada com outras resinas, para conferir, entre outras qualidades, maior flexibilidade e aderência à película, mostrando potencial para ser utilizado em substratos flexíveis, na formação do filme condutor.

Como sugestão para trabalhos futuros com o uso da nova tinta condutiva em circuitos integrados de micro-ondas, temos:

- Otimização das proporções entre as frações de nitrocelulose e outras resinas, da carga (pó metálico) e fração de solvente.
- Estudo de aditivos a fim de melhorar as propriedades da tinta como aderência e flexibilidade.
- Medidas e análises das propriedades elétricas da tinta e de sua distribuição sobre a superfície, a fim de estabelecer parâmetros para a determinação da resistência elétrica, determinada em grande parte pela conectividade das partículas condutoras no aglutinante.
- Aplicação em substratos flexíveis de alta permissividade elétrica e em substratos cerâmicos.
- Determinação da concentração e expoentes críticos para reduzir a fração mássica de aditivos condutores na matriz polimérica com base na teoria de percolação elétrica.

Referências bibliográficas

- [1] C. A. Balanis, "Antenna theory-analysis and design", New York, USA: John Wiley and Sons, Inc., 3rd. ed., 2005.
- [2] M. Al-Husseini, A. El-Hajj e K. Y. Kabalan, "A 1.9-13.5 GHz Low-Cost Microstrip Antenna," International Wireless Communications and Mobile Computing Conference", Vol. 18, pp. 1023–1025, 2008.
- [3] S. Koulouridis, G. Kiziltas, Y. Zhou, D. J. Hansford and J. L. Volakis, "Polymer-Ceramic Composites for Microwave Applications: Fabrication and Performance Assessment," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, no. 12, pp. 4202-4208, Dec. 2006.
- [4] Y. Bayram, Y. Zhou, J. L. Volakis, B. Shim and N. A. Kotov, "Conductive textiles and polymer-ceramic composites for novel load bearing antennas", 2008 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, San Diego, CA, 2008, pp. 1-4.
- [5] E. A. Parker, et al., "Frequency selectively screened office incorporating convoluted FSS window", Electron. Letters, Vol. 46, No. 5, 317–318, Mar. 2010.
- [6] L. Mingyun, H. Minjie, e W. Zhe, "Design of multi-band frequency selective surfaces using multi-periodicity combined elements", Journal of Systems Engineering and Electronics, vol. 20, pp. 675-680, 2009
- [7] J. A. Bossard, D. H. Werner, T. S. Mayer, e R. P. Drupp, "A novel design methodology for reconfigurable frequency selective surfaces using genetic algorithms", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 53, pp. 1390- 1400, 2005.
- [8] R. Dubrovka, J. Vazquez, C. Parini, e D. Moore, "Multi-frequency and multi-layer frequency selective surface analysis using modal decomposition equivalent circuit method", IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 3, pp. 492-500, 2009.
- [9] A. L. P. S. Campos e A. G. D'Assunção, "Frequency selective surfaces on iso/anisotropic substrates with dielectric losses", Microwave and Optical Technology Letters, vol. 49, pp. 1041-1044, 2007.
- [10] E. A. Parker, e A. N. A. El Sheikh, "Convoluted array elements and reduced size unit cells for frequency-selective surfaces", IEE Proceedings-H, vol. 138, pp. 19-22, 1991.
- [11] Y. M. V. Batista, "Análise de Estruturas Inspiradas em Fractais Aplicadas em Antenas e Superfícies Seletivas de Frequência", Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2018.
- [12] W. Zhao, Y. Zhang, M. Zhan, L. Li, S. Liu and R. Xu, "Compact broadband DC-block filter," 2014 IEEE International Conference on Communication Problem-solving, Beijing, pp. 439-441, 2014.
- [13] M. Makimoto, S. Yamashita, "Microwave resonators and filters for wireless communication: Theory, Design and Application", 1 ed. Tokyo: Springer, 2001.
- [14] J. S. Hong, J. M. Lancaster, "Microstrip filters for RF/Microwave applications", 1 ed. John Wiley & Sons, 2001.
- [15] P. N. S. Filho, "Redução das dimensões de linhas de transmissão, acopladores e filtros utilizando Microstrip Combines em Micro-ondas", Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Pernambuco, 2006.
- [16] D. Unnikrishnan, D. Kaddour, S. Tedjini, E. Bihar e M. Saddaoui, "CPW-fed inkjet printed UWB antenna on ABS-PC for integration in molded interconnect devices technology", IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett., vol. 14, pp. 1125–1128, 2015.

- [17] W. Su, C. Mariotti, B. S. Cook, L. Roselli, e M. M. Tentzeris, "A novel inkjet-printed microfluidic tunable coplanar patch antenna," in Proc. IEEE Int. Symp. Antennas Propag., pp. 858–859, 2014.
- [18] W. G. Whittow, A. CHauraya, J. C. Vardaxoglou, L. Yi, R. Torah, Y. Kai, S. Beeby, e J. Tudor, "Inkjet-printed microstrip patch antennas realized on textile for wearable applications", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 13, pp. 71-74, 2014.
- [19] J. Bito, "Fully inkjet-printed multilayer microstrip patch antenna for Ku-band applications", Proc. IEEE APS/URSI, pp. 854-855, 2014.
- [20] J. Oh, S. Cho, C. Lee, J. Kim, B. Choi, "The fabrication of film-type frequency selective surface (FSS) attachable to window glass using ink-jet printing technique", Proc. 2008 URSI Gen. Assembly Sci. Symp., 2008.
- [21] O. Sushko et al., "Low-cost inkjet-printed FSS band-pass filters for 100 and 300 GHz", Proc. 10th Eur. Conf. Antennas Propag., pp. 1-3, 2016.
- [22] I. C. B. Anghnetti, "Tintas, suas propriedades e aplicações imobiliárias", Monografia, Universidade Federal de Minas Gerais, Brasil, 2012.
- [23] S. V. Stovbun, S. N. Nikol'Sii, V. P. Mel'Nikov, M. G. Mikhaleva, Y. A. Litvin, A. N. Shchegolikhin, D. V. Zlenko, V. A. Tverdislov, D. S. Gerasimov e A. D. Rogozin, "Chemical physics of cellulose nitration". Russian Journal of Physical Chemistry B, vol. 10, issue 2, pp. 245-259, 2016.
- [24] W. V. GARCIA, "Determinação da dinâmica de nitrogênio no solo por coluna de lixiviação resultante do descarte de efluentes provenientes de uma indústria de nitrocelulose da região do Vale do Rio Paraíba do Sul", Dissertação de Mestrado, Universidade de São Paulo, 2009.
- [25] M. Cardozo, Nitrocelulose, 2015. Disponível em: <www.qnint.sbg.org.br>. Acesso em: 5/06/2017.
- [26] M. P. Rosa, J. S. Silva, P. H. Beck, "Produção de filmes de nitrocelulose/sílica a partir de resíduos da cascade arroz", XXIV Encontro de Química da Região Sul, Florianópolis, 2017.
- [27] L. Merhari, J. P. Moliton, C. Belorgeot, "Fourier transform infrared study of ion irradiated nitrocellulose", Journal Applied Physical, v. 68, pp. 4837-4845, 1990.
- [28] J. Andrade, "Determinação dos Parâmetros Cinéticos para Propelentes Base simples e Base Dupla", Dissertação de Mestrado, Instituto Tecnológico de Aeronáutica, 2016.
- [29] L. C. Duarte, P. L. Juchem, G. M. Pulz, T. M. M. Brum, N. Chodur, A. Liccardo, A. C. Fischer, R. B. Acauan, "Aplicações de Microscopia Eletrônica de Varredura (MEV) e Sistema de Energia Dispersiva (EDS) no Estudo de Gemas: exemplos brasileiros", Pesquisas em Geociências, v.30(2), pp.3-15, 2003.
- [30] V. Junqueira, "Percolação e Caracterização Elétrica em Tintas Condutoras", Dissertação de Mestrado, Universidade federal de Itajubá, 2012.
- [31] P. H. S. L. Coelho e A. R. Morales, Modelos de percolação elétrica aplicados para compósitos poliméricos condutores, Polímeros [online], vol.27, pp. 1-13, 2017.
- [32] R. Strumpler e J. Glatz-Reichenbach, "Conducting Polymer Composites," Journal of Electroceramics, Vol. 3, No. 4, 1999, pp. 329-346.
- [33] S. R. Broadbent e J. M. Hammersley, "Percolation Processes. I. Crystal and mazes", Proc. Camb. Philos. Soc., vol. 53, no. 3, pp.629-641, 1957.
- [34] P. H. S. L. Coelho, "Estudos do limiar de percolação elétrica de nanocompósitos poliméricos híbridos de PMMA com nanotubos de carbono e negro fumo", Tese de Doutorado, Universidade Estadual de Campinas, 2014.
- [35] A. G. Hunt e R. Ewing, Percolation Theory for Flow in Porous Media (Lect. Notes Phys., 771), Germany: Springer, 2009.

- [36] M. J. D. Silva, “Preparação e Caracterização Elétrica do Compósito de Poliuretano/Negro de Fumo”. Dissertação de Mestrado, Universidade Estadual Paulista-Ilha Solteira, 2009.
- [37] L. G. N. Coelho, Modelo de Percolação e Condutividade Elétrica de Compósitos de Poliuretano-Negro de Fumo. Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais, 2004.
- [38] S. D. A. S. Ramôa, Dissertação de Mestrado: “Preparação e caracterização de compósitos de poliuretano termoplástico com negro de fumo condutor e nanotubos de carbono,” EMC/UFSC, 2011
- [39] G. A. Deschamps, “Microstrip microwave antennas”, 3rd. USAF Symposium on Antennas, 1953.
- [40] H. Gutton e G. Baissinot, Flat aerial for ultra-high frequencies. Patente Francesa, nº. 703113, 1955.
- [41] R. F. Harrington, “Field Computation by Moment Methods”, New York: Macmillan, 1968.
- [42] D. H. Schaubert e D. M. Pozar, “*Effect of Microstrip Antennas Substrate Thickness and Permittivity: Comparison of Theories with Experiment*”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 37, NO. 6, pp. 677-682, 1989.
- [43] L. I. Basílio, M. A. Khayat, J. T. Williams, S. A. Long, “*The Dependence of the Input Impedance on Feed Position of Probe and Microstrip Line-Fed Patch Antennas*”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 49, NO. 1, pp. 45-47, 2001.
- [44] E. E. C. Oliveira, P. H. F. Silva, A. L. P. S. Campos; S. G. Silva, “*Overall Size Antenna Reduction Using Fractal Elements, Microwave and Optical Technology Letters*”, Vol. 51, NO. 3, pp. 671-675, 2009.
- [45] E. E. C. Oliveira, P. H. F. Silva, A. L. P. S. Campos, A. G. D’Assunção, “*Small-size quasi-fractal patch antenna using the Minkowski curve, Microwave and Optical Technology Letters*”, Vol. 52, pp. 805-809, 2010.
- [46] E. E. C. Oliveira, “Antenas de microfita com Patch quase-fractal para aplicações em redes WPAN/WLAN”, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2008.
- [47] E. O. Hammerstad, "Equations for Microstrip Circuit Design," 1975 5th European Microwave Conference, Hamburg, Germany, pp. 268-272, 1975.
- [48] M. Ramesh, Y. Kb, “Design Formula for Inset Fed Microstrip Patch Antenna”. Journal of Microwaves and Optoelectronics. vol. 3, pp. 5-10, 2003.
- [48] G. Kumar, K. P. Ray, “Broadband Microstrip Antennas”. USA: Artech House, 2003.
- [49] R. C. Filho, J. H. Araújo, M. F. Ginani, A. G. D'Assunção Junior, R. A. Martins, A. G. D'Assunção, and L. M. Mendonça, “Simulation and measurement of inset-fed microstrip patch antennas on BiNbO₄ substrates”, Microw. Opt. Technol. Lett., vol. 52, pp. 1034-1036, 2010.
- [50] E. E. C. Oliveira, M. S. Vieira, P. H. F. Silva, M. A. Oliveira, and A. G. D'Assunção, “Dielectric resonator antenna based in ZrTiO with high dielectric constant,” J. Microw. Optoelectron. Electromagn. Appl., vol. 14, no. 2, 2015.
- [51] L. P. S. Campos, “Estudo da flexibilidade de projeto de Superfícies seletivas em frequência,” em Anais do II CONNEPI, João Pessoa, 2007.
- [52] D. Kim, J. Yeo e J. Choi, “Compact spatial triple-band-stop filter for cellular/PCS/IMT-2000 systems,” ETRI Journal, vol. 5, p. 30, 2008], radomes [B. Philips, E. A. Parker e R. J. Langley, “Active FSS in an experimental horn antenna switchable between two beamwidths,” Electronics Letters, vol. 31, pp. 1-2, 1995.
- [53] A. N. Silva, ‘Caracterização de FSS com geometria em forma de U, Dissertação, Mestrado em Engenharia Elétrica’, IFPB, João Pessoa, 2014

- [54] E. M. F. Fernandes, Aplicação de Superfície Seletiva em frequência para melhoria de desempenho de sistemas de antenas tipo banda dupla. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal Fluminense, 2016.
- [55] F. Costa and A. Monorchio, "A Frequency Selective Radome With Wideband Absorbing Properties," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 6, pp. 2740-2747, 2012.
- [56] D. F. Mamedes, A. G. Neto, J. C. e Silva, and J. Bornemann, "Design of Reconfigurable Frequency Selective Surfaces Including the PIN Diode Threshold Region", *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, Vol. 12, pp. 1483 – 1486, 2018.
- [57] R. G. G. D. Carvalho, "Desenvolvimento de FSS mecanicamente reconfigurável para aplicações em micro-ondas", Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2017.
- [58] B. A. Munk, *Frequency-selective surfaces: Theory and design*. John Wiley Sons, 2000.
- [59] G. Pelosi, A. Cocchi e S. Sèller, "Electromagnetic scattering from infinite periodic structures with a localized impurity," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 5, pp. 697-702, 2001.
- [60] T. K. Wu, "Frequency-selective surface and grid array". Nova York: John Wiley & Sons, 1995.
- [61] R. M. S. Cruz, Análise e otimização de superfícies seletivas de frequência utilizando redes neurais artificiais e algoritmos de otimização natural, Tese de Doutorado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2009.
- [62] P. B. C. Medeiros, V. P. Silva Neto, and A. G. D'Assunção, "A compact and stable design of FSS with radial slit circular elements using an iterative method," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 57, pp. 729-733, 2015.
- [63] M. R. Silva, P. H. F. Silva, C. L. Nóbrega, and A. G. D'Assunção, "Optimal design of frequency selective surfaces with fractal motifs," *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 8, pp. 627-631, 2014.
- [64] V. P. Silva Neto, A. G. D'Assuncao, and H. Baudrand, "Analysis of finite size nonuniform stable and multiband FSS using a generalization of the WCIP method," *IEEE Trans. Electromag. Compat.*, vol. 60, no. 6, pp. 1802-1810, 2018.
- [65] D. B. Brito, A. G. D'Assunção, R. H. C. Maniçoba, and X. Begaud, "Metamaterial inspired Fabry-Pérot antenna with cascaded frequency selective surfaces," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 55, pp. 981-985, 2013.
- [66] I. S. Syed, Y. Ranga, L. Matekovits, K. P. Esselle, and S. G. Hay, "A single-layer frequency-selective surface for ultrawideband electromagnetic shielding," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 56, no. 6, pp. 1404-1411, 2014.
- [67] S. N. Zabri, R. Cahill, and A. Schuchinsky, "Polarisation independent split ring frequency selective surface," *Electron. Lett.*, vol. 49, no. 4, pp. 245-246, 2013.
- [68] R. Sivasamy, L. Murugasamy, M. Kanagasabai, E. F. Sundarsingh, and M. Gulam Nabi Alsath, "A low-profile paper substrate-based dual-band FSS for GSM shielding," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 58, no. 2, pp. 611-614, 2016.
- [69] M. V. Schneider, "Microstrip lines for microwave integrated circuits," in *The Bell System Technical Journal*, vol. 48, no. 5, pp. 1421-1444, 1969..
- [70] R. Mongia, I. J. Bahl, P. Bhartia, "RF and Microwave Coupled-Line Circuits", Artech House, 1999.
- [71] A. Estavão, A. A. F. Júnior, "Projeto e análise de circuitos acopladores e divisores de sinais na faixa de rádiofrequência utilizando microlinha de fita," *Revista Telecomunicações*, vol.16, no. 1, 2014.

- [72] George L. Matthaei, Leo Young, E. M. T. Jones, "Microwave filters, impedance matching networks and coupling structures," 1st ed. Artech house, 1985.
- [73] Ramesh Garg, Inder Bahl, Maurizio Bozzi, "Microstrip lines and slotlines", 3rd ed. Artech house, 2013.
- [74] D. M. Pozar, "Microwave engineering", 4^o ed. University of Massachusetts at Amherst: John Wiley & Sons, Inc., 2012.
- [75] R. Mongia, I. J. Bahl, P. Bhartia, "RF and Microwave Coupled-Line Circuits", Artech House, 1999.
- [76] K. Gupta, et al., "Microstrip lines and slotlines", 2 ed., Londres, 1996.
- [77] S. Akhtarzad, T. R. Rowbotham and P. B. Johns, "The Design of Coupled Microstrip Lines," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 23, no. 6, pp. 486-492, 1975.
- [78] D. Lacombe and J. Cohen, "Octave-band microstrip DC blocks," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. MTT-20, no. 8, pp. 555–556, 1972.
- [79] Alan W. L. Ng, Howard C. Luong, "A 1-V 17-GHz 5-mW CMOS Quadrature VCO Based on Transformer Coupling", Solid-State Circuits IEEE Journal of, vol. 42, pp. 1933-1941, 2007.
- [80] T. A. Tran, S. Vehring, Y. Ding, A. Hamidian, and G. Boeck, "Evaluation of transformer and capacitor coupling in W-band broadband CMOS power amplifiers", Wireless Symposium (IWS), 2016 IEEE MTT-S International, 2016
- [81] S. Choi, J. Lee, K. Lee and D. Shin, "Design of Miniaturized Symmetric Microstrip DC Block," 2007 Asia-Pacific Microwave Conference, Bangkok, pp. 1-4, 2007.
- [82] D. Kajfez and B. S. Vidula, "Design Equations for Symmetric Microstrip DC Blocks," IEEE Trans. Microwave Theory Tech.. vol. MTT-26, pp. 974-981, 1980.
- [83] S. B. Cohn and R. Levy, "History of microwave passive components with particular attention to directional couplers," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. MTT-32, no. 9, pp. 1046–1054, 1984.
- [84] H. H. Ta and A.-V. Pham, "Development of a compact broadband folded hybrid coupler on multilayer organic substrate," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 20, no. 2, pp. 76–78, 2010.
- [85] K. Wincza and S. Gruszczynski, "Miniaturized quasi-lumped coupledline single-section and multisection directional couplers," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 58, no. 11, pp. 2924–2931, 2010.
- [86] A. Eroglu & D. Rönnow, Design of Multilayer and Multiline Microstrip Directional Coupler with Closed Form Relations, Progress In Electromagnetics Research C, vol. 83, pp. 1–14, 2018.
- [87] A. M. H. Nasr and A. M. E. Safwat, "Tightly Coupled Directional Coupler Using Slotted-Microstrip Line," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 10, pp. 4462-4470, 2018.
- [88] X. Wang, W.-Y. Yin, and K.-L. Wu, "A dual-band coupled-line coupler with an arbitrary coupling coefficient," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 60, no. 4, pp. 945–951, 2012.
- [89] Y. Wu, W. Sun, S. W. Leung, Y. Diao, K. H. Chan, and Y. M. Siu, "Single-layer microstrip high-directivity coupled-line coupler with tight coupling," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 61, no. 2, pp. 746–753, 2013.
- [90] Y.-H. Chun, J.-Y. Moon, S.-W. Yun, and J.-K. Rhee, "Microstrip line directional couplers with high directivity," Electron. Lett., vol. 40, no.5, pp. 317–318, 2004.
- [91] M. J. Park and B. Lee, "Analysis and design of three section coupled line couplers," IEICE Trans. Electron., vol. E88-C, pp. 279–281, 2005.

- [92] M. J. Park and B. Lee, “Compact foldable coupled-line cascade couplers,” Proc. Inst. Elect. Eng., vol. 153, pp. 237–240, 2006.
- [93] Disponível em: <<https://paginas.fe.up.pt/~hmiranda>>. Acesso em: 20/12/2018.