



Desenvolvimento De Uma Técnica Numérica Para Análise De Superfícies Seletivas Em Frequência Do Tipo Absorve-Transmite

Eliel Poggi dos Santos

Orientador: Prof. Dr. Antonio Luiz Pereira de Siqueira Campos

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

Número de ordem PPgEEC: D252

Natal, RN, julho de 2019

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

Santos, Eliel Poggi dos.

Desenvolvimento de uma técnica numérica para análise de superfícies seletivas em frequência do tipo absorve-transmite / Eliel Poggi Dos Santos. - 2019.

110 f.: il.

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

Orientador: Prof. Dr. Antonio Luiz Pereira de Siqueira Campos.

1. Absorvedores de micro-ondas - Tese. 2. Superfícies seletivas em frequência - Tese. 3. Técnica numérica - Tese. 4. Técnica dos circuitos equivalente - Tese. 5. Técnica da matriz de espalhamento - Tese. I. Campos, Antonio Luiz Pereira de Siqueira. II. Título.

RN/UF/BCZM

CDU 54-732

*Aos meus pais, José Carlos dos Santos e
Elisabete Poggi dos Santos,
pelo amor e cuidado durante
a realização deste
trabalho.*

*“Pois o Senhor é quem dá sabedoria; de sua boca
procedem o conhecimento e o discernimento. “*

Provérbios 2:6

“Os dez mandamentos do sucesso são:

- 1. Trabalhar duro: trabalhar duro é o melhor investimento que um homem pode fazer.*
- 2. Estudar com afinco: o conhecimento permite a um homem trabalhar de forma mais inteligente e eficaz.*
- 3. Ter iniciativa: a rotina geralmente termina no tómbulo.*
- 4. Amar o seu trabalho: assim, você encontrará a prazer em realiza -lo.*
- 5. Ser exato: métodos inexatos levam a resultados inexatos.*
- 6. Ter o espírito da conquista: assim, você pode lutar com sucesso e vencer as dificuldades.*
- 7. Cultivar a personalidade: a personalidade é para o homem o que o perfume é para as flores.*
- 8. Ajudar e dividir com os demais: o teste real da grandeza de um negócio está em criar oportunidade para outras pessoas.*
- 9. Ser democrático: a menos que você seja correto com seus companheiros, você nunca poderá a ser um líder de sucesso.*
- 10. Dar o melhor de si em todos os momentos: a pessoa que deu o melhor de si fez tudo. A pessoa que não deu todo o seu melhor, não fez nada.”*

Charles M. Schwab

Agradecimentos

Primeiramente quero agradecer a Deus por tudo que aconteceu em minha vida e pelas vitórias conseguidas. Por Ele ter me ajudado nos momentos difíceis, proporcionando forças e iluminando-me. Pela sua graça eu estou vivo e sem Ele eu não sou nada.

Meu imenso agradecimento aos meus pais José Carlos dos Santos e Elisabete Poggi dos Santos pelas orações e cuidados ao longo dos anos. Vocês foram um suporte gigante em minha vida. Sempre atenciosos e sempre se preocupando. Quero agradecer ao meu irmão José Carlos dos Santos Junior e família pelo apoio também.

Quero agradecer também à minha noiva Talita Araújo da Costa pelo amor, carinho, paciência, confiança e compreensão ao longo desse tempo. Vivemos muito tempo longe um do outro devido aos estudos e trabalhos, mas sempre superando os problemas mediante ao amor.

Quero agradecer ao professor e orientador Dr. Antonio Luiz Pereira da Siqueira Campos pelas diversas orientações, conversas e conselhos adquiridos ao longo dos anos. As pesquisas e debates nas reuniões foram excelentes e sempre encontrava uma luz no fim do túnel. Pelo reconhecimento da pesquisa e do progresso nesse período do doutorado.

Agradecer a CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior) pela bolsa de doutorado utilizada até momentos antes de assumir o concurso de docente de magistério superior na Universidade Federal do Tocantins.

Agradecer aos meus amigos Betoven Oliveira de Andrade e Ícaro Bezerra de Queiroz Araújo pela amizade ao logo do mestrado e do doutorado. Foram caminhos difíceis, mas até aqui chegamos.

Aos meus amigos, Nayara, Mardson, Mayara e Leila pela amizade ao longo dos anos.

Gostaria de agradecer ao professor Dr. Alfrêdo Gomes Neto pelos suporte e conselhos desde os tempos do PET Engenharia Elétrica e pelas contribuições nas medições das estruturas. O sr. foi como um pai para diversos alunos na minha época de graduação. “Pau na máquina”.

Gostaria de agradecer também ao professor Dr. Maurício Weber Benjô da Silva pela extrema atenção, educação e disponibilidade acerca de dúvidas e projetos dos absorvedores.

Agradecer a disponibilidade e grande ajuda da *Ohmega Ply* na direção do vice-presidente Bruce Mahler na etapa das FSS resistivas.

Gostaria de agradecer a ajuda do professor Dr. Adão Lincon Bezerra Montel juntamente com a química Rachel de Moura Nunes Fernandes ambos da UFT na fase de construção dos absorvedores. Gostaria de agradecer ao laboratório LPBS (Laboratório de Pesquisa em Bioenergia e Síntese Orgânica) da UFPB em nome do Dr. Helivaldo Diogenes da Silva Souza pela ajuda no processo de corrosão de algumas estruturas, assim como, pelo mesmo suporte, a técnica Janayna do laboratório de química do IFPB (Instituto Federal de Educação Ciência e Tecnologia da Paraíba).

Aos docentes e à direção da UFERSA (Universidade Federal Rural do Semi-Árido) campus de Caraúbas pelo período que fui professor substituto. E em especial aos grandes Ailton Júnior, Sâmara Paiva, Rodrigo Prado, Gilvan Bezerra, Wellington Lorrán e Leonete Cristina. Na direção com Daniel Freitas Freire Martins e Francisco de Assis Brito Filho, diretor e vice-diretor, respectivamente.

Agradecer ao corpo docente e técnicos de laboratórios do curso de engenharia elétrica da Universidade Federal do Tocantins (UFT) pelo companheirismo, ajuda e compreensão nessas fases finais do doutorado.

Por fim, a todos que contribuíram para o desenvolvimento desse trabalho.

Resumo

Os sistemas modernos de comunicação sem fio utilizam diversos tipos de dispositivos como antenas, moduladores, filtros, detectores, absorvedores e diversos outros tipos. Em particular, os absorvedores de ondas eletromagnéticas tornaram-se componentes críticos em sistemas de segurança, detecção e imagem. Os fundamentos dos absorvedores baseiam-se em configurações que permitem o controle da absorção de ondas eletromagnéticas. Atraíram considerável atenção dos pesquisadores devido o aumento dos requisitos de desempenho de absorção de micro-ondas, bom desempenho em aplicações civis e surgimento de novos tipos de materiais absorvedores de micro-ondas, resultando em consideráveis progressos. Nesse sentido, diversos parâmetros são usualmente analisados por meio de métodos de onda completa e métodos numéricos. Ambos são utilizados em muitos casos no núcleo de *softwares* comerciais como também em métodos híbridos. A utilização de técnicas numéricas mais simples permite uma análise de comportamentos de reflexão e de transmissão de maneira adequada com boa aproximação principalmente em estruturas cascadeadas. Nesse trabalho a estrutura do absorvedor é composta com uma superfície seletiva em frequência (FSS – *frequency selective surface*) condutiva e uma FSS resistiva na qual há um espaçamento d entre as FSS. A FSS condutiva é formada por um dielétrico *FR-4* com permissividade elétrica de 4,4 e as geometrias formadas por fitas condutivas de cobre. As FSS resistivas apresentam um dielétrico *FR-4* com permissividade elétrica de 4,4 e as geometrias são formadas por materiais resistivos OhmegaPly 1A50PT (35 *micron* – 50 *ohms/sq*). Nesta Tese foi desenvolvida uma técnica numérica para análise de absorvedores de micro-ondas integrados a superfícies seletivas em frequência. Utilizou-se uma modelagem para a FSS condutiva e outra para a FSS resistiva, ambas utilizando a técnica dos circuitos equivalentes baseadas nas equações de Marcuvitz. Já para a análise do conjunto ou cascadeamento das estruturas utilizou-se a técnica da matriz de espalhamento. Parâmetros internos do método como os coeficientes das equações da indutância e da susceptância, resistência, reatâncias indutivas e capacitivas das estruturas foram analisados com o objetivo de permitir uma melhor aproximação com relação às simulações e medições. Os absorvedores projetados utilizaram a geometria dipolo cruzado e geometria espira

quadrada, ambos projetados e medidos em laboratório. A técnica numérica de análise apresentou boa concordância com os resultados medidos e simulados das estruturas propostas nesse trabalho como também com outros absorvedores medidos e simulados apresentados na literatura. Melhorias e modificações podem ser ajustadas para outras aplicações, utilização com técnicas de otimização, algoritmos híbridos e outros projetos de estruturas periódicas.

Palavras-chaves: absorvedores de micro-ondas, superfícies seletivas em frequência, técnica numérica, técnica dos circuitos equivalente, técnica da matriz de espalhamento.

Abstract

Modern wireless communication systems use various types of devices such as antennas, modulators, filters, detectors, absorbers and many other types. In particular, electromagnetic wave absorbers have become critical components in security, detection and imaging systems. The fundamentals of the absorbers are based on configurations that allow the control of the electromagnetic waves. They attracted considerable attention from researchers due to increased microwave absorption performance requirements, good performance in civilian applications and the emergence of new types of microwave absorbing materials, resulting in considerable progress. In this sense, the full-wave methods and numerical methods are usually used for the analysis of several parameters. They are used in many cases in the core of commercial software as well as in hybrid methods. The use of simpler numerical techniques allows an analysis of reflection and transmission behavior in a suitable way with good approximation mainly in cascade structures. In this work the absorber structure is composed of a conductive frequency selective surface (FSS) and a resistive FSS in which there is a d spacing between the FSS. The conductive FSS is formed by a FR4 dielectric with an electric permittivity of 4.4 and the geometries formed by conductive copper strips. Resistive FSS have an FR4 dielectric with an electrical permittivity of 4.4 and the geometries are formed by OhmegaPly 1A50PT (35 micron - 50 ohms / sq) resistive materials. In this thesis, a numerical technique for analyzing microwave absorbers integrated with frequency selective surfaces was developed. Conductive FSS and resistive FSS modeling were used, both using the equivalent circuit technique based on Marcuvitz equations. For the analysis of the set or cascade of the structures, the scattering matrix technique was used. Internal parameters of the method such as the coefficients of inductance and susceptance equations, resistance, inductive and capacitive reactances of the structures were analyzed in order to allow a better approximation to the simulations and measurements. The designed absorbers used cross-dipole geometry and square loop both designed and measured in the laboratory. The numerical analysis technique showed good agreement with the measured and simulated results of the structures proposed in this work as well as with other measured and simulated absorbers presented in the literature. Improvements

and modifications can be adjusted for other applications, use with optimization techniques, hybrid algorithms and other periodic structure designs.

Keywords: microwave absorbers, frequency selective surfaces, numerical technique, equivalent circuit technique and scattering matrix technique

Sumário

| | |
|---|------------|
| Lista de Figuras | iii |
| Lista de Símbolos e Abreviaturas..... | vii |
| 1 Introdução | 1 |
| 2 Superfícies seletivas em frequência..... | 5 |
| 2.1 Introdução | 5 |
| 2.2 Definição de FSS | 6 |
| 2.3 Forma dos Elementos..... | 8 |
| 2.4 FSS ativas e passivas | 11 |
| 2.5 Aplicações de FSS como absorvedor..... | 13 |
| 2.6 Técnicas de análise | 14 |
| 2.6.1 Técnica de Casamento Modal | 15 |
| 2.6.2 Método dos Momentos – MoM | 15 |
| 2.6.3 Método dos Elementos Finitos - FEM..... | 16 |
| 2.6.4 Método das Diferenças Finitas no domínio do Tempo - FDTD..... | 16 |
| 2.6.5 Método Iterativo das Ondas – WCIP..... | 17 |
| 2.6.6 Método dos Circuitos Equivalente..... | 18 |
| 2.7 Técnicas de medição | 19 |
| 2.8 Síntese do capítulo | 22 |
| 3 Absorvedores..... | 23 |
| 3.1 Teoria fundamental dos materiais absorvedores..... | 23 |
| 3.1.1 Caracterização das propriedades de absorvedores | 24 |
| 3.1.2 Densidade dos absorvedores..... | 26 |
| 3.1.3 Tamanho das partículas dos absorvedores..... | 27 |
| 3.1.4 Perfil dos absorvedores | 27 |
| 3.1.5 Propriedades Tecnológicas..... | 28 |
| 3.1.6 Estabilidade Química e Desempenho Ambiental | 28 |
| 3.2 Materiais absorvedores tradicionais..... | 29 |
| 3.2.1 Absorventes de dióxido de manganês..... | 29 |
| 3.2.2 Absorvedor composto a base de Ferro..... | 32 |
| 3.2.3 Polialina Condutiva..... | 34 |
| 3.2.4 Absorvedores híbridos..... | 35 |
| 3.3 Síntese do capítulo | 39 |

| | |
|--|-----------|
| 4 Métodos de Análise | 40 |
| 4.1 Método dos circuitos equivalentes..... | 40 |
| 4.2 FSS absorve-transmite com geometria espira quadrada..... | 45 |
| 4.2.1 Modelagem para a FSS condutiva espira quadrada..... | 45 |
| 4.2.2 Modelagem para a FSS resistiva espira quadrada..... | 47 |
| 4.3 FSS absorve-transmite com geometria dipolo cruzado..... | 50 |
| 4.3.1 Modelagem para a FSS condutiva dipolo cruzado..... | 50 |
| 4.3.2 Modelagem para a FSS resistiva dipolo cruzado..... | 53 |
| 4.4 Matriz de Espalhamento..... | 54 |
| 4.5 Método alternativo..... | 57 |
| 4.6 Síntese do capítulo..... | 62 |
| 5 Resultados | 63 |
| 5.1 Introdução..... | 63 |
| 5.2 FSS do tipo absorve-transmite - Espira quadrada..... | 66 |
| 5.3 FSS do tipo absorve-transmite – Dipolo cruzado..... | 68 |
| 5.4 Síntese do capítulo..... | 71 |
| Conclusões e trabalhos futuros | 72 |
| Referências bibliográficas | 74 |
| Apêndice A | 82 |
| Apêndice B | 86 |

Lista de Figuras

| | |
|---|----|
| Figura 1.1: Superfícies seletivas em frequência do tipo absorve-transmite – Absorvedor utilizando duas estruturas FSS..... | 2 |
| Figura 2.1: Geometria de uma estrutura periódica bidimensional: (a) arranjo do tipo <i>patch</i> e (b) arranjo do tipo abertura. | 6 |
| Figura 2.2: Formas de elementos das FSS – Grupo 1..... | 8 |
| Figura 2.3: Formas de elementos das FSS – Grupo 2..... | 8 |
| Figura 2.4: Formas de elementos das FSS – Grupo 3..... | 9 |
| Figura 2.5: Formas de elementos das FSS – Grupo 4..... | 9 |
| Figura 2.6: <i>Setup</i> de medição de FSS com um par de antenas cornetas..... | 19 |
| Figura 2.7: <i>Setup</i> de medição de FSS com par de antenas e lentes..... | 20 |
| Figura 2.8: <i>Setup</i> de medição de FSS com um par de antenas cornetas em câmara anecóica. | 21 |
| Figura 3.1: Transições estruturais do dióxido de manganês induzidas durante a síntese do material. | 29 |
| Figura 3.2: (a) e (b) permissividade complexa, (c) e (d) permeabilidade complexa do MnO ₂ com síntese hidrotérmica a 120° C para diferentes durações de tempo em função da frequência..... | 30 |
| Figura 3.3: Perda de retorno da resina de parafina MnO ₂ com as mesmas espessuras (2 mm) em função da frequência com síntese hidrotérmica para diferentes durações de tempo em função da frequência..... | 32 |
| Figura 3.4: Permissividade complexa (a, b) e permeabilidade (c, d) do FeSi / composto de parafina com diferentes tamanhos de partículas na faixa de 2 a 7 GHz. | 33 |
| Figura 3.5: Permissividade complexa (a, b) e permeabilidade (c, d) do FeSi / composto de parafina com diferentes tamanhos de partículas na faixa de 2 a 7 GHz. | 34 |

| | |
|--|----|
| Figura 3.6: Estrutura da tela de Salisbury. | 35 |
| Figura 3.7: Estrutura do absorvedor de Jaumann. | 36 |
| Figura 3.8: Estrutura do Absorvedor de DallenBach..... | 36 |
| Figura 3.9: Absorvedor piramidal. | 37 |
| Figura 3.10: Absorvedor piramidal com rotação das estruturas piramidais. | 38 |
| Figura 3.11: Absorvedor piramidal combinado com ferrita. | 38 |
| Figura 4.1: Parâmetros de incidência no modo TE (da esquerda para a direita) - Fitas condutoras paralelas ao campo elétrico, ângulo de incidência e circuito equivalente, respectivamente. | 41 |
| Figura 4.2: Parâmetros de incidência no modo TM (da esquerda para a direita) - Fitas condutoras paralelas ao campo magnético, ângulo de incidência e circuito equivalente, respectivamente. | 42 |
| Figura 4.3: a) Exemplos das geometrias, b) Circuitos equivalentes..... | 44 |
| Figura 4.4: Estrutura absorve-transmite composta por superfícies seletivas em frequência com geometria espira quadrada. | 45 |
| Figura 4.5: Arranjo periódico da espira quadrada condutiva e seus parâmetros físicos. | 46 |
| Figura 4.6: Circuito equivalente proposto para dipolo cruzado. | 46 |
| Figura 4.7: Arranjo periódico da espira quadrada resistiva e seus parâmetros físicos.. | 47 |
| Figura 4.8. Absorvedor do tipo absorve-transmite com geometria dipolo cruzado. | 50 |
| Figura 4.9: Arranjo periódico da espira quadrada condutiva e seus parâmetros físicos. | 51 |
| Figura 4.10: (a) Circuito equivalente proposto para dipolo cruzado, (b) Localização na geometria do dipolo cruzado do BC_{p-w} e BC_g que formam BC_2 | 51 |
| Figura 4.11: Arranjo periódico da espira quadrada resistiva e seus parâmetros físicos. | 53 |
| Figura 4.12: Cascadeamento de N FSS. | 54 |
| Figura 4.13: Linha de transmissão terminada com uma impedância de carga. | 59 |
| Figura 4.14: Circuito Equivalente para uma simples camada de componentes resistivos e reativos - (CA absorber). | 60 |

| | |
|--|----|
| Figura 5.1: Suporte para as FSS absorve-transmite com os absorvedores piramidais... | 63 |
| Figura 5.2. Setup de medição: (a) sem e (b) com placa de cobre..... | 64 |
| Figura 5.3. <i>Setup</i> para medição do S_{21} | 64 |
| Figura 5.4: <i>Setup</i> para simulação da medição do S_{11} | 65 |
| Figura 5.5: Resposta em frequência para valores simulados e medidos da FSS do tipo absorve-transmite com geometria espira quadrada – projeto 1. | 66 |
| Figura 5.6: Resposta em frequência para valores simulados e medidos da FSS do tipo absorve-transmite com geometria espira quadrada - projeto 2..... | 67 |
| Figura 5.7: Resposta em frequência para valores simulados e medidos da FSS do tipo absorve-transmite com geometria dipolo cruzado – projeto 3. | 68 |
| Figura 5.8: Resposta em frequência para valores simulados e medidos da FSS do tipo absorve-transmite com geometria dipolo cruzado – projeto 4. | 69 |

Lista de Símbolos e Abreviaturas

| | |
|------------------------|--|
| CB: | Material com partículas de carbono (<i>Carbon black</i>) |
| EMI: | Interferência eletromagnética (<i>Electromagnetic interference</i>) |
| FDTD: | Diferenças finitas no domínio do tempo (<i>Finite-Difference Time Domain</i>) |
| FEM: | Método dos elementos finitos (<i>Finite-Element Method</i>) |
| FSS: | Superfície Seletiva em Frequência (<i>Frequency selective surfaces</i>) |
| HIS: | Superfície de alta impedância (<i>High Impedance Surface</i>) |
| IEEE: | Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>) |
| IFPB: | Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba |
| MoM: | Método dos momentos (<i>Method of Moments</i>) |
| NiP: | Liga Níquel-Fósforo (<i>Nickel Phosphorous</i>) |
| PSO: | Otimização por enxame de partículas (<i>Partition Swarm Optimization</i>) |
| R-cards: | Cartões resistivos (<i>Resistive cards</i>) |
| RAM: | Material absorvedor de ondas eletromagnéticas (<i>Radar Absorbing Materials</i>) |
| RCM: | Material condutor-resistor (<i>Resistor-Material Conductor</i>) |
| RSC: | Seção transversal de radar (<i>Radar Cross Section</i>) |
| TE: | Transversal elétrico (<i>Transverse electric</i>) |
| TM: | Transversal magnético (<i>Transverse magnetic</i>) |
| WCIP: | Método Iterativo das ondas (<i>Wave Concept Iterative Procedure</i>) |
| WIMAX: | Interoperabilidade Mundial para Acesso de Micro-Ondas (<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>) |
| WLAN: | Rede de acesso local sem fio (<i>Wireless Local Access Network</i>) |
| λ | Comprimento de onda |
| E_i | Onda plana incidente |
| E_r | Onda plana refletida |
| E_t | Onda plana transmitida |
| Γ | Coefficiente de reflexão |
| T | Coefficiente de transmissão |
| ϵ | Permeabilidade elétrica complexa |
| ϵ' | Permissividade elétrica real |
| ϵ'' | Permissividade elétrica imaginária |
| μ | Permeabilidade magnética complexa |
| μ' | Permeabilidade magnética real |
| μ'' | Permeabilidade magnética imaginária |
| γ | Constante de propagação |
| α | Constante de atenuação |
| β | Constante de fase |
| η | Impedância do vácuo |
| $\tan \delta_\epsilon$ | Tangente de perdas elétrica |
| $\tan \delta_m$ | Tangente de perdas magnética |
| Z_{in} | Impedância de entrada |

| | |
|--------------------|--|
| α' | Forma α' do dióxido de manganês |
| β' | Forma β' do dióxido de manganês |
| γ' | Forma γ' do dióxido de manganês |
| δ' | Forma δ' do dióxido de manganês |
| Fe-Si | Liga ferro-silício |
| Fe-Co-Ni | Liga ferro-cobalto-níquel |
| Fe-Ni | Liga ferro-níquel |
| Fe-Si-Al | Liga ferro-silício-alumínio |
| BaTiO ₃ | Titanato de bário |
| f | Frequência |
| f_r | Frequência de ressonância |
| c | Velocidade da luz |
| NiP | <i>Nickel Phosphorous</i> |
| R | Resistência |
| R _L | Perda de retorno |
| R _s | Resistência superficial |
| X _C | Reatância capacitiva |
| X _L | Reatância indutiva |
| B _C | Susceptância capacitiva |
| p | Periodicidade |
| w | Largura da fita |
| d | Comprimento da fita |
| g | Espaçamento entre as fitas |
| h | Espessura do dielétrico |
| ϵ_{ref} | Permissividade relativa |
| ϵ_{eq} | Permissividade elétrica equivalente |
| Φ | Ângulo complexo |
| P _d | Potência dissipada |

Capítulo 1

Introdução

Mediante o crescimento acelerado dos sistemas de comunicações sem fio, diversos dispositivos estão sendo constantemente pesquisados. Dentre essas pesquisas, os absorvedores de ondas eletromagnéticas têm despertado grande atenção pelos pesquisadores. Outra estrutura que também se enquadra nessas pesquisas são as Superfícies Seletivas em Frequência (*Frequency selective surfaces* – FSS) cujas propriedades de filtragem são aplicáveis em diversos sistemas como em antenas refletoras, em radomes passa-faixa e em absorvedores. As FSS são arranjos periódicos bidimensionais que são bastante estudadas por causa da propriedade de filtragem de frequência que proporcionam. Assim como os filtros são um dos dispositivos fundamentais em circuitos elétricos, as FSS são um dos dispositivos fundamentais na engenharia de micro-ondas devido as suas propriedades de filtragem de frequência [1]. Uma estrutura periódica é basicamente um conjunto de elementos idênticos organizados em um arranjo finito de uma ou duas dimensões e podem ser utilizadas em uma variedade de aplicações tais como as citadas anteriormente [2].

A partir da II Guerra Mundial, as aeronaves passaram a ser detectados na seção transversal de radar (*Radar Cross Section* – RCS) e devido a essa característica iniciou-se estudos para reduzir o sinal de radar. As primeiras pesquisas para a redução do sinal de radar foram dedicadas a materiais de absorção de ondas eletromagnéticas (*Radar Absorbing Materials* - RAM). Um tipo particular de RAM estudado era chamado de circuito absorvedor analógico porque dependia das camadas dos arranjos geométricos do material condutor que era formado por combinações de componentes resistivos, capacitivos e indutivos [2].

Usos recentes de FSS incluem segurança *wireless*, aplicações militares, antenas, etc. Por questões de segurança *wireless*, FSS do tipo condutiva e resistiva (transmissão/absorção) podem ser usadas nas paredes do edifício, conforme mostrado na Figura 1.1, isolando e reduzindo a interferência entre sinais adjacentes.

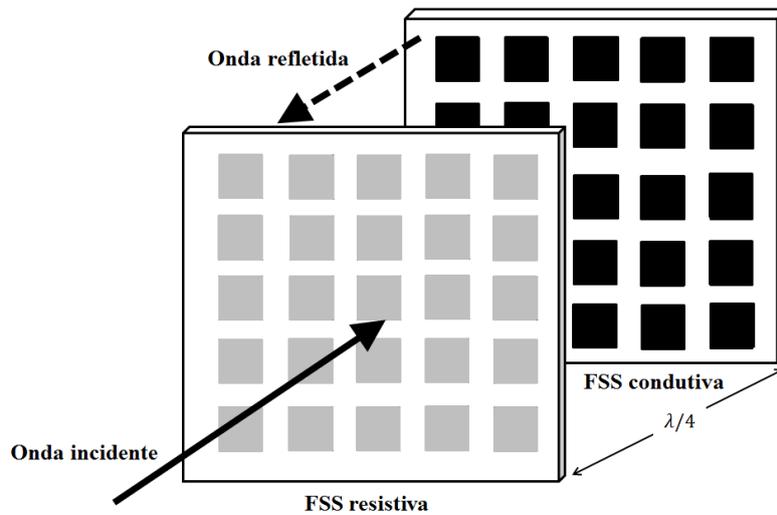


Figura 1.1: Superfícies seletivas em frequência do tipo absorve-transmite – Absorvedor utilizando duas estruturas FSS.

Fonte: Autor.

No entanto, quando utilizada como um filtro de atenuação de banda nas paredes de edifícios, uma FSS condutiva pode dar origem a densas reflexões de suas superfícies, resultando em desvanecimento causado por múltiplos percursos dos sinais adicionais e atraso de propagação [3]. Na mesma área conceitual de arquitetura eletromagnética em edifícios, pesquisas utilizando FSS comutáveis (*switchable FSS*) permitem que os estados reflexivos e transparentes sejam chaveados eletronicamente por meio de diodos PIN, os quais são utilizados como chaves nos sistemas de micro-ondas. Essa configuração permite proporcionar uma melhor solução em termos de configuração, conforme apresentado em [4].

Devido às diversas aplicações e configurações que uma FSS pode assumir, existem trabalhos que abordam a análise e construção de projetos de absorvedores de micro-ondas utilizando FSS. Em geral, são compostas por uma FSS condutiva e uma FSS resistiva responsável pela absorção do sinal refletido. Os estudos mostram quais os tipos de sistemas que podem ser utilizados, quais os tipos de FSS, as técnicas de análise, o comportamento dos sinais refletidos e absorvidos e demais propriedades.

Nesse trabalho será inicialmente utilizada uma configuração de estrutura absorve-transmite usando FSS, mostrado na Figura 1.1. Essa configuração oferece segurança na rede de acesso sem fio (*Wireless Local Area Network* - WLAN) cuja concepção pode ser compreendida como a absorção de sinais, não refletindo sinais WLAN. O sinal refletido

pela FSS condutiva será absorvido pela FSS resistiva. Por isso, não causa desvanecimento de múltiplos caminhos adicionais e atraso de propagação, o que resultaria na degradação de sinal. No entanto, as larguras de bandas dos sistemas celulares 900/1800/1900/2100 MHz podem passar de forma quase transparente, com atenuação controlada. No projeto inicial a distância utilizada entre as FSS é de $\lambda/4$, semelhante aos modelos de absorvedores clássicos. No entanto, a distância entre as duas camadas da FSS é dimensionada para que seja menor que $\lambda/4$ na frequência de ressonância, em última análise, proporcionando um design compacto.

Como já foi explanado, há diversas pesquisas envolvendo estruturas absorvedoras e FSS. Em se tratando do estado da arte, em [5] um absorvedor é usado para suprimir a reflexão indesejada de ondas. No trabalho, um absorvedor baseado em superfícies seletivas em frequência é proposto e com o objetivo de obter flexibilidade, a tinta prateada é usada para o *patch* e um dielétrico de papel como substrato. Em [6] é estudada a utilização de absorvedores de banda estreita e absorvedores de banda larga baseados no comportamento ressonante de uma superfície de alta impedância (*High Impedance Surface* - HIS). As estruturas absorvedoras consistem de uma superfície seletiva em frequência resistiva sobre um substrato dielétrico aterrado. Na configuração proposta, a impedância de entrada HIS é igual à conexão paralela entre a impedância capacitiva do FSS e a impedância indutiva do dielétrico aterrado. Em [7], o algoritmo de otimização por enxame de partículas (*Particle Swarm Optimization* - PSO) foi aplicado em eletromagnetismo para projetar absorvedores de micro-ondas cujo objetivo é encontrar e analisar o coeficiente de reflexão máximo minimizado em uma faixa de frequência e ângulo de incidência para um número fixo de camadas e polarização. Já em [8] é projetado, simulado e fabricado um absorvedor de metamaterial com insensibilidade a amplos ângulos de incidência para aplicações na região de banda-X. A característica importante da estrutura proposta é alcançar mais de 90% de absorção com pouca espessura. Sobre modelagem de geometrias, em [9] é mostrado uma modelagem para um arranjo de FSS circular para ângulos de incidência oblíquo.

O objetivo desse trabalho é desenvolver uma técnica numérica para análise de superfícies seletivas em frequência do tipo absorve-transmite. A análise da característica de absorção é obtida por meio da Técnica da Matriz de Espalhamento atuando no conjunto das duas FSS. A análise de cada FSS isoladamente é conseguida por meio da modelagem utilizando o Método de Circuito Equivalente. No projeto do absorvedor usando FSS é investigado a minimização do coeficiente de reflexão de uma onda plana incidente em

uma estrutura de camadas múltiplas para uma faixa de frequências. Os coeficientes de reflexão e de transmissão dependem das propriedades elétricas de cada camada e das propriedades geométricas, os quais serão modelados no algoritmo desenvolvido.

A metodologia utilizada consiste no estudo da modelagem das estruturas das FSS condutivas e FSS resistivas. Foi preciso uma análise das equações das componentes dos circuitos equivalente, pois todas as dimensões inseridas nas equações poderiam proporcionar mudanças significativas no comportamento dos parâmetros eletromagnéticos das estruturas, como também a influência da técnica da matriz de espalhamento que permite o cascadeamento das estruturas. A tese está estruturada da seguinte forma:

O capítulo 2 apresenta uma caracterização teórica sobre FSS, discutindo brevemente sobre sua história, descrevendo sua definição, suas características, os tipos de arranjos de FSS, métodos de análise assim como *setup* para medição.

O capítulo 3 descreve uma abordagem sobre as características de tipos de materiais e estruturas absorvedoras, classificação, definições e os principais tipos de absorvedores de micro-ondas utilizados, tais como a tela de Salisbury e absorvedores Jaumann, mostrando a teoria e suas aplicações. Essa abordagem é importante pois complementa a literatura já existente, permite entender os absorvedores de ondas eletromagnéticas, a compreender as múltiplas variedades de estruturas e assim contribuir com um acervo maior sobre particularidades de absorvedores para futuros trabalhos na área.

O capítulo 4 apresenta os métodos de análise, que são: o Método dos Circuitos Equivalentes, utilizado para análise das estruturas isoladamente e o método da Matriz de Espalhamento, responsável pela análise do cascadeamento. Em ambos os casos são mostrados o desenvolvimento das equações e seus princípios para as geometrias dipolo cruzado e espira quadrada bem como o desenvolvimento.

O capítulo 5 apresenta os resultados numéricos simulados utilizando o método do Circuito Equivalente. Os resultados simulados são comparados outros resultados medidos apresentados na literatura, bem como com duas outras estruturas caracterizadas experimentalmente no laboratório do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba (IFPB).

O capítulo 6 apresenta as conclusões do trabalho e suas perspectivas.

Os Apêndices A e B irão fornecer uma base do código do método numérico implementado para análise das geometrias espira quadrada e dipolo cruzado.

Capítulo 2

Superfícies seletivas em frequência

2.1 Introdução

Em 1786 Francis Hopkinson e Rittenhouse fizeram um relato acerca dos primeiros fenômenos que envolviam as superfícies seletivas em frequência. O fenômeno, descoberto pelo físico americano David Rittenhouse, envolveu a investigação de grades de difração óptica, as quais era usado para decompor um feixe de luz não monocromática em suas ordens espectrais [10].

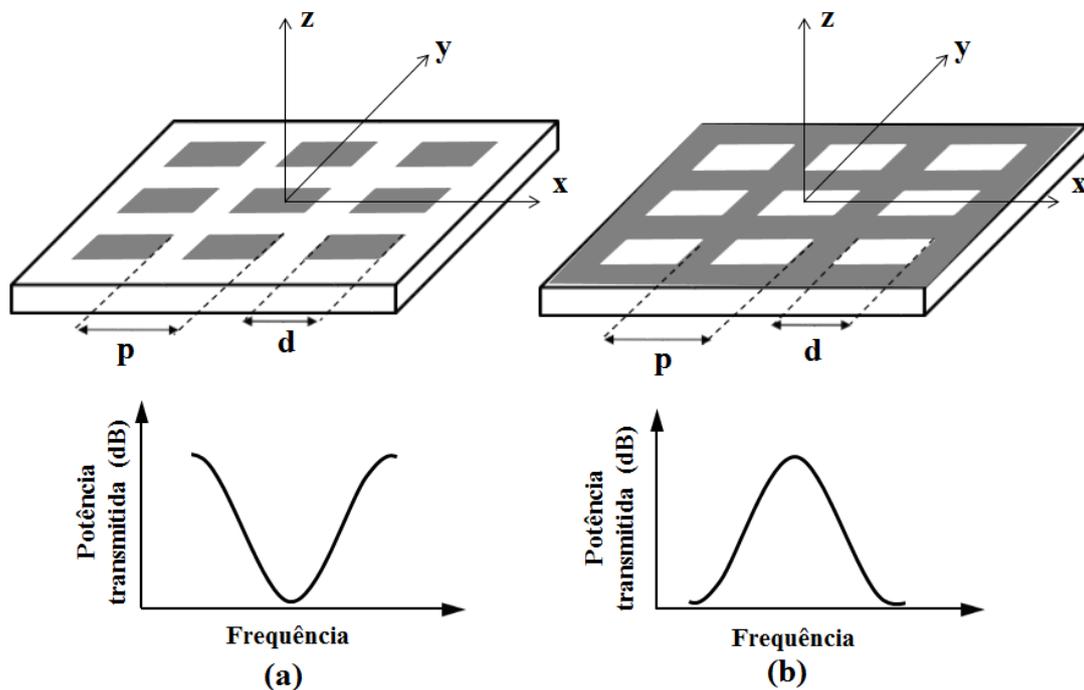
Rittenhouse desenvolveu um anteparo com fios igualmente espaçados e o posicionou em direção à luz. Nesse processo foi observado a filtragem da luz branca dentro de uma faixa de comprimentos de onda distintos (linhas coloridas), os quais eram igualmente espaçados da linha central da luz branca, e este espaçamento era influenciado pelo espaçamento usado entre os fios. Mediante as características do fenômeno de filtragem, o conceito de difração óptica tem sido bastante utilizado nos diversos campos da engenharia.

Nesse aspecto, as superfícies seletivas em frequência têm adquirido uma atenção considerável nas pesquisas na área de ópticas e micro-ondas e têm sido utilizadas em aplicações, tanto científicas quanto comerciais, que variam desde filtros passa-faixa utilizados em antenas, radomes e filtros que rejeitam a frequência de 2,45 GHz no anteparo de fornos de micro-ondas, até aplicações mais modernas, como em técnicas de controle de cobertura que influenciam positivamente a propagação dos sinais de rádio em ambientes *indoor*, utilizadas em projetos de edificações [11].

Nesse capítulo são discutidas as definições das superfícies seletivas em frequência, sobre suas curvas características, os tipos de geometrias utilizados bem como outras características e aplicações tanto no âmbito convencional, quanto em se tratando de absorvedores.

2.2 Definição de FSS

Superfícies seletivas em frequência são arranjos periódicos bidimensionais que consistem de elementos do tipo *patch* condutor ou do tipo abertura. Assim como os filtros são um dos dispositivos fundamentais em circuitos elétricos, as FSS são um dos dispositivos fundamentais na engenharia de micro-ondas devido às suas propriedades de filtragem em frequência [1]. Uma estrutura periódica é basicamente um conjunto de elementos idênticos organizados em um arranjo finito de uma ou duas dimensões, conforme ilustrado na Figura 2.1 [2].



Como pode ser visto na Figura 2.1, a FSS com elementos do tipo abertura funciona como um filtro passa-faixa, ou seja, na medida em que os elementos entram em ressonância, a estrutura vai se tornando “transparente” para a onda incidente, até que na frequência de ressonância da estrutura, ocorre a transmissão total da onda. Por outro lado, a FSS com elementos condutores funciona como um filtro rejeita-faixa. Os elementos vão entrando em ressonância e, com isso, eles irradiam a potência incidente na direção de reflexão, até que na frequência de ressonância da estrutura, ela se comporta como um

condutor refletindo quase totalmente a onda incidente [10].

As FSS também podem ser definidas como anteparo-fino ou anteparo-espesso, dependendo da espessura do elemento. A FSS anteparo-fino, usualmente, refere-se a um anteparo com elementos do tipo circuito impresso, que tem espessura menor que a milésima parte do comprimento de onda para a frequência de ressonância do anteparo. Normalmente, a FSS anteparo-fino é leve, de pequeno volume, pode ser fabricada com baixo custo e emprega tecnologia convencional de fabricação de circuito impresso. No entanto, a FSS anteparo espesso é pesada e sua fabricação necessita da manipulação precisa de um bloco de metal espesso. Uma FSS anteparo-espesso bem comum são os guias de ondas empilhados. A vantagem das FSS anteparo-espesso é que a razão da frequência transmitida para a frequência refletida, ou banda de separação, pode ser reduzida para 1,15; o que é coerente para antenas de satélite de comunicações multifrequenciais [1].

Estas estruturas são vastamente utilizadas em aplicações de ondas milimétricas e submilimétricas. Na maioria dos casos, a FSS é projetada em uma ou mais camadas dielétricas e, em alguns casos, várias FSS são colocados em cascata para alcançar a resposta espectral desejada [12].

2.3 Forma dos Elementos

As formas dos elementos podem ser divididas em quatro grupos: Grupo 1: N – polos conectados pelo centro, Grupo 2: espiras, Grupo 3: elementos de interior sólido e Grupo 4: combinações.

No grupo 1 as formas mais usuais são: dipolo fino, cruz de Jerusalém, dipolo cruzado e o tripolo, conforme mostra a Figura 2.2 [2].

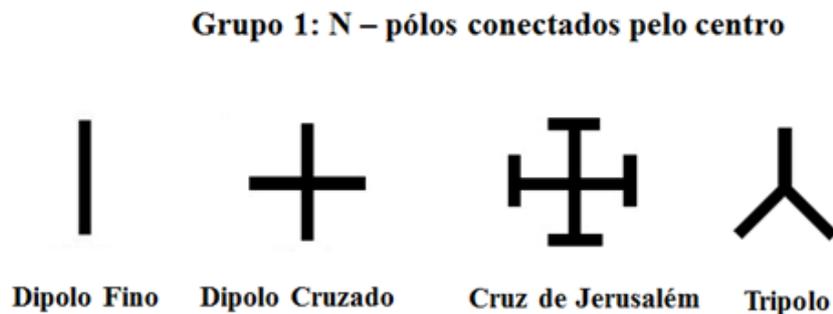


Figura 2.2: Formas de elementos das FSS – Grupo 1.

Fonte: [2].

No grupo 2 os elementos apresentam forma do tipo espira. Os tipos mais comuns são: espiras quadradas, quadradas duplas, quadradas com grades e anéis circulares concêntricos, conforme visto na Figura 2.3 [13].

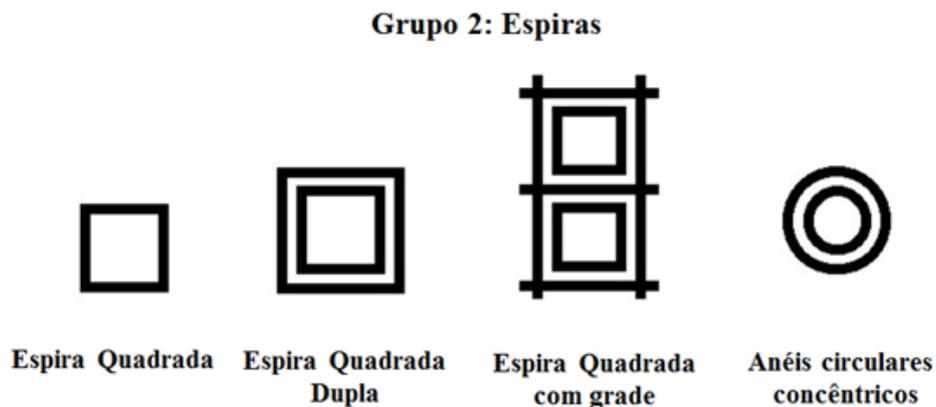
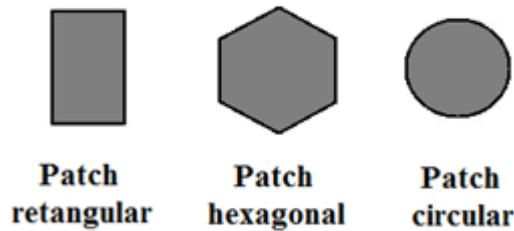


Figura 2.3: Formas de elementos das FSS – Grupo 2.

Fonte: [2].

No grupo 3 os elementos apresentam forma do tipo sólido. Os tipos mais comuns são: *patches* retangulares, hexagonais e circulares, conforme ilustrado na Figura 2.4 [2].

Grupo 3: Interior sólido.**Figura 2.4: Formas de elementos das FSS – Grupo 3.**

Fonte: [2].

O grupo 4 caracteriza-se por apresentar elementos formados a partir de uma combinação dos elementos típicos dos outros grupos. Por exemplo: usando um formato de Cruz de Jerusalém juntamente com uma espira. As formas de alguns elementos podem ser vistas na Figura 2.5 [2].

Grupo 4: Combinações**Figura 2.5: Formas de elementos das FSS – Grupo 4.**

Fonte: [2].

Os níveis de desempenho relativo de várias FSS de anteparo-fino, *freestanding* (sem camadas dielétricas), estão listados na Tabela 1 [1]. São considerados os seis elementos listados na tabela e quatro características: estabilidade da frequência de ressonância com ângulo de incidência; nível de polarização cruzada; largura de banda; e menor banda de separação. A frequência de ressonância do arranjo de elementos de dipolo *freestanding* tem a pior estabilidade, apresentando variações de ângulo de incidência, por isso, tem a menor largura de banda operável. A razão é que quando uma onda incidente polarizada verticalmente atinge um dipolo de meia-onda no plano xy, o dipolo irá ressoar independentemente do ângulo de incidência. No entanto, se a direção de incidência é oblíqua, o dipolo não irá ressoar de forma eficaz, dependendo dos ângulos incidentes,

porque o comprimento projetado do dipolo na direção de incidência é menor do que a metade do comprimento de onda. Por esta razão, a frequência de ressonância do dipolo ou da FSS de elemento dipolo cruzado muda drasticamente quando as ondas têm ângulos de incidência grandes [1].

Tabela 1: Comparativo entre os níveis de desempenho relativo de diferentes tipos de geometrias de FSS freestanding

| Formas dos elementos | Estabilidade angular | Nível de polarização cruzada | Maior largura de banda | Menor banda de separação |
|-----------------------------|-----------------------------|-------------------------------------|-------------------------------|---------------------------------|
| Cruz de Jerusalém | 2 | 3 | 2 | 2 |
| Anéis | 1 | 2 | 1 | 1 |
| Tripolo | 3 | 3 | 3 | 2 |
| Dipolo cruzado | 3 | 3 | 3 | 3 |
| Espira quadrada | 1 | 1 | 1 | 1 |
| Dipolo | 4 | 1 | 4 | 1 |

Classificação de desempenho: melhor = 1, segundo melhor = 2 ...

2.4 FSS ativas e passivas

As superfícies seletivas em frequência do tipo passiva são caracterizadas por elementos geométricos projetados numa camada dielétrica para uma frequência particular a ser transmitida ou refletida. No processo de fabricação, suas propriedades não poderão ser mais alteradas. A vantagem que esse tipo de projeto de FSS proporciona é a fácil construção e a desvantagem é que não permite a reconfiguração.

Na outra perspectiva temos a FSS do tipo ativa que é formada pelas mesmas geometrias, no entanto com a adição de alguns dispositivos eletrônicos ativos, como diodos e varactores. Tais dispositivos tornam a superfície seletiva muito menor do que uma FSS passiva e outra característica importante é a possibilidade de reconfiguração. Permitem melhorias sobre as FSS passivas, no entanto, a única desvantagem é que o projeto e a fabricação de tais dispositivos são bem mais complexos [11].

A característica de reconfigurabilidade da FSS tem sido abordada recentemente pelos pesquisadores, e tradicionalmente utilizam-se dispositivos semicondutores ativos (diodos PIN, Schottky) ou capacitores variáveis acoplados a cada elemento básico da estrutura, com um circuito isolado de alimentação. No entanto, estes métodos requerem um número elevado de elementos ativos, que podem interferir na resposta em frequência da estrutura, e dificultar a concepção do projeto, conforme citado em [11]. Em [13] é investigado o comportamento em frequência da FSS mecanicamente reconfigurável, a partir da caracterização numérica e experimental da estrutura.

A particularidade de inserir dispositivos ativos em uma FSS proporciona controle no comportamento da estrutura, como: reflectividade variável, transparência ou mesmo características de absorção do sinal. Os componentes ativos permitem ser colocados entre as geometrias do arranjo, dentro dos elementos das geometrias ou com alguma conexão com o dielétrico [13].

Em termos práticos, qualquer estrutura periódica pode ser excitada por uma onda plana incidente E_i (arranjo passivo), ou por fontes (geradores) individuais conectados a cada elemento (arranjo ativo). Para as estruturas passivas, uma onda incidente é parcialmente transmitida através da estrutura, E_t , sendo uma parte da onda refletida, E_r . Em situações de ressonância, a amplitude do sinal refletido pode ser igual à amplitude do sinal incidente quando $E_t = 0$, logo define-se o coeficiente de reflexão como [2]:

$$\Gamma = \frac{E_r}{E_i} \quad (2.1)$$

Em que E_r e E_i em geral são referidos ao plano do arranjo. De maneira semelhante o coeficiente de transmissão é dado por:

$$T = \frac{E_t}{E_i} \quad (2.2)$$

No caso reconfigurável, os geradores de tensão devem possuir a mesma amplitude e variações lineares de fase ao longo do arranjo, caracterizando a estrutura como uma superfície periódica [11]. Uma observação a ser feita é que esse tipo de FSS geralmente não é trabalhado nas pesquisas.

2.5 Aplicações de FSS como absorvedor

As FSS quando são aplicadas em conjunto com camadas resistivas, desempenham a função de RAM. O estudo de FSS permite melhorar o desempenho de absorvedores de micro-ondas. Quando aplicada a um certo tipo de superfície resistiva chamada de Dallenbach, que será descrita posteriormente, permite modificar e melhorar o desempenho de absorção. Se devidamente usada, FSS incorporada com outros tipos de RAM pode melhorar efetivamente o desempenho desse RAM [14].

Pesquisas com metamateriais absorvedores para banda larga que utilizam acoplamento com FSS resistivas também estão sendo realizadas. Os metamateriais são grandes candidatos à absorção de onda de alto desempenho. Normalmente, um certo tipo de absorvedor chamado de absorvedor de Jaumann, que será descrito posteriormente, e FSS com perdas (*lossy FSS*) podem realizar o papel de absorvedor banda larga. Devido à espessura da tela Jaumann, a *lossy FSS*, que é constituída por uma FSS resistiva e um substrato dielétrico, é a melhor escolha para absorvedor banda larga. Pode ser utilizada na tecnologia *stealth* que é uma classe de materiais usados na tecnologia de camuflagem para disfarçar um veículo ou estrutura de detecção de radar [15]. Absorvedores usando FSS resistiva com geometria espira quadrada tripla são candidatos promissores para absorção em aplicações científicas e técnicas, pois podem atingir absorção de banda larga com espessura ultrafina e permitem estabilidade com relação ao ângulo de incidência devido à simetria axial [16]. Para aplicação banda estreita ou banda larga, FSS resistivas do tipo circular estão sendo utilizadas devido à sua configuração de filtro passa-baixa, demonstrado em [17]. Em [18] as estruturas, compostas de superfície seletiva em frequência resistiva sobre um substrato dielétrico aterrado, foram projetadas visando aplicação em diferentes faixas de frequência de absorção e larguras de banda. Na faixa de 5,5 GHz, objetivou-se satisfazer as especificações do sistema de Interoperabilidade Mundial para Acesso de Micro-Ondas (*Worldwide Interoperability for Microwave Access - WIMAX*), WLAN, com os padrões IEEE 802.11a (*Institute of Electrical and Electronic Engineers - IEEE*), bem como sistemas de radar, enquanto sinais de outras faixas propagaram-se com atenuação mínima ou nula. Para a faixa mais elevada, foi projetado uma estrutura que oferece absorção sobre a faixa de 10 a 18 GHz, visando aplicações na banda-X e banda-Ku. Existe uma grande variedade de pesquisas e aplicações do uso das FSS resistivas em aplicações militares e em aplicações *wireless* em construções.

2.6 Técnicas de análise

As FSS são modeladas conforme às suas características estruturais, como: dimensões, geometria do projeto, tipo de substrato, etc; e encontra-se na literatura vários métodos de análise para a caracterização das FSS.

Geralmente as FSS têm as suas geometrias em um substrato dielétrico fino, podendo ser classificadas como componentes planares de duas dimensões para finalidades de análise.

Na literatura encontram-se fórmulas aproximadas desenvolvidas para permitir a análise das características de transmissão e reflexão de uma estrutura. As aproximações dos modelos são, em sua maioria, satisfatoriamente precisas dentro de uma faixa de frequência, reduzindo a precisão na predição do desempenho da estrutura à medida que a frequência aumenta, no entanto, permitem analisar de maneira qualitativa a FSS.

Um dos primeiros métodos utilizados na análise das superfícies seletivas de frequência foi a Técnica de Casamento Modal [19], [20], o qual possibilita analisar detalhes das repostas em frequência e da polarização, atrelado ao entendimento físico da sua operação. Vinculado a este método, surgiu o Modelo do Circuito Equivalente, sendo um método de características simples e que produz resultados satisfatórios, possibilitando avaliações iniciais do comportamento das FSS [21]-[23].

Com o desenvolvimento computacional, outros métodos passaram a ser utilizados, conhecidos por modelos de onda completa. Estes métodos não consideram resultados empíricos, possuindo rigorosas formulações matemáticas, além de exigirem maior esforço computacional e analítico, porém, fornecem resultados mais precisos, sobretudo em frequências mais elevadas. Em destaque, têm-se os seguintes métodos numéricos: método dos Momentos (*Method of Moments* – MoM), Método dos Elementos Finitos (*Finite-Element Method* – FEM), Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (*Finite-Difference Time Domain* – FDTD) e Método Iterativo das Ondas (*Wave Concept Interactive Procedure* – WCIP).

Há disponível *softwares* comerciais que são empregados na análise de FSS através de simulações, tais como: Ansoft DesignerTM (emprega o Método dos Momentos), Ansoft HFSS (Método dos Elementos Finitos), CST (3ds) (emprega não só a Técnica de Integral Finita como outras), entre outros. Alguns métodos de análise de FSS são discutidos a seguir de forma resumida.

2.6.1 Técnica de Casamento Modal

A Técnica de Casamento Modal ou Método da Equação Integral, é mais comum ser utilizada na predição do desempenho em estruturas periódicas, essencialmente na liberdade de escolha de um ângulo de incidência qualquer. A técnica é segmentada em uma série de passos e começa com a derivação da equação integral por meio do casamento entre os modos de *Floquet* no espaço e os modos de abertura ou de corrente na estrutura periódica. Esta equação integral é reduzida a multiplicações algébricas, no domínio espectral, e envolve funções trigonométricas e outras integrais mais simples [24].

Desta forma, considerando uma onda plana incidindo em direção a uma estrutura de FSS, os coeficientes de transmissão e reflexão são calculados. Mediante o teorema de *Floquet*, o campo eletromagnético em diferentes células de uma estrutura periódica difere apenas por um fator de fase. Isto corresponde dizer que basta estudar a célula unitária. A FSS é dividida em um número de contornos e camadas uniformes. Os campos de fora da estrutura e no interior do dielétrico são expandidos em modos *Floquet* e os campos no interior das camadas de abertura são expandidos em modos de guias de onda, uma vez que são considerados como guias de onda curtos. O campo modal total é casado pela condição de contorno em cada junção, e as amplitudes dos modos são expressas como uma matriz de espalhamento. Para cada camada, uma matriz de propagação é calculada.

As matrizes de espalhamento para todas as junções são cascateadas e formam uma matriz de espalhamento para toda a FSS. Os coeficientes de transmissão e reflexão podem finalmente ser obtidos a partir dessa matriz de espalhamento. Este método geralmente é utilizado juntamente com outras técnicas como o FEM e o FDTD, por exemplo, conforme apresentado em [25].

2.6.2 Método dos Momentos – MoM

O Método dos Momentos (MoM) é uma técnica em que a modelagem dos campos ao longo do substrato e a modelagem do *patch* utilizam as correntes de superfície e as correntes de polarização volumétricas, respectivamente. O método baseia-se em equações integrais dos potenciais eletromagnéticos, que são transformadas em equações algébricas e podem ser resolvidas numericamente, ou seja, o método é usado para resolver a equação integral, reduzindo o número de coeficientes desconhecidos a um número finito de

equações contendo o mesmo número de coeficientes desconhecidos [24], [26]. Este método leva em conta o efeito das ondas de superfície fora do limite físico do *patch* bidimensional, provendo uma solução mais exata. Em [27], é feita uma análise de onda completa para uma FSS do tipo *patch* sobre substratos dielétricos anisotrópicos uniaxiais utilizando o MoM em conjunto com o modelo da linha de transmissão.

2.6.3 Método dos Elementos Finitos - FEM

O Método dos Elementos Finitos (FEM) é uma técnica numérica utilizada para resolver equações diferenciais parciais. A concepção principal do FEM é realizar uma divisão do domínio de integração de uma estrutura ou sistema de interesse em um conjunto de pequenas regiões (elementos finitos), transformando o domínio de contínuo para discreto. Esta divisão do domínio é conhecida como malha ou *grid*, que nada mais é do que o conjunto de elementos finitos resultante da discretização [28]. Nessa técnica, a região de interesse é dividida em n superfícies finitas ou elementos de volume que dependem de estrutura planar ou volumétrica a ser analisada. Estas regiões discretizadas, podem apresentar qualquer forma geométrica bem definida como, por exemplo, elementos triangulares para configurações planares ou tetraédricas e elementos prismáticos para configurações tridimensionais, coerentes com as geometrias curvadas. O método utiliza a integração de funções de base em cima do *patch* condutor que é dividido em várias subseções. O problema de resolver equações de onda com condições de limite não-homogêneas pode ser resolvido decompondo estas equações em dois problemas de valor de limite, um através da equação de Laplace com um limite não-homogêneo e o outro através de uma equação de onda não-homogênea com uma condição de limite homogênea [28], [29].

2.6.4 Método das Diferenças Finitas no domínio do Tempo - FDTD

Uma outra técnica de análise bastante utilizada é o Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD) que foi desenvolvida por Yee em 1966 [30]. O método FDTD é classificado como um método de onda completa tendo em vista que as equações utilizadas se baseiam na discretização das equações de Maxwell diretamente no tempo e espaço, dividindo o volume de interesse em células unitárias permitindo a análise de

qualquer tipo de elemento, bem como a análise de perdas dielétricas e/ou magnéticas e a análise de estruturas não-homogêneas [31]-[32].

Um domínio computacional deve ser estabelecido na utilização do FDTD, em outras palavras, a região física sobre a qual a simulação será executada. Os campos elétrico e magnético são determinados em cada ponto do espaço, dentro do domínio computacional, sendo geradas grades de tempo para os campos sobre os quais é requerida a solução e na malha FDTD deve ser especificado o material de cada célula. Para aplicações mais simples, o material (meio) é o espaço livre (ar), um metal, ou um dielétrico. Devem ser especificadas a permeabilidade, a permissividade e a condutividade para o uso do material [33].

Tendo o domínio computacional e os materiais da grade estabelecidos, uma fonte é especificada e dependendo do tipo de aplicação pode ser uma onda plana, uma corrente em um fio ou um campo elétrico incidente. A saída da simulação é geralmente o campo elétrico ou magnético em um ponto ou em uma série de pontos no domínio computacional obtendo-se os campos elétrico e magnético propagantes no tempo [33]. Logo, o método permite a análise de estruturas complexas cujas características variam com o tempo, como superfícies seletivas de frequência que utilizem dispositivos semicondutores como diodos e transistores. Esse método é um método explícito onde todo o domínio computacional é discretizado, não sendo necessário resolver um conjunto de equações lineares. Logo, é matematicamente menos denso e mais intuitivo que outros métodos numéricos, como o MoM [29]. Uma das desvantagens do método das diferenças finitas é a dificuldade de solução de problemas que envolvem campos distantes e o grande esforço computacional exigido para resolução dos problemas [31], [32].

2.6.5 Método Iterativo das Ondas – WCIP

A partir de meados dos anos 90 foi desenvolvido o Método das Ondas, um processo iterativo que parte de princípios relativamente simples e com diversas aplicações. O WCIP (*Wave Concept Iterative Procedure*) é um método de onda completa, baseado na incidência de uma onda transversal sobre uma superfície e no espalhamento dessa onda. A necessidade relativamente reduzida de recursos computacionais e a flexibilidade em relação à forma da estrutura planar são características que adequam a aplicação do WCIP interessante na análise de FSS [11].

Diferente dos métodos clássicos, diferenciais, como o FDTD, e integrais, como o MoM, o WCIP não utiliza inversão de matrizes na sua resolução. A formulação é baseada na combinação linear dos campos tangenciais, originados do espalhamento das ondas incidentes na interface da estrutura analisada e o espalhamento de ondas refletidas por essa superfície [13].

2.6.6 Método dos Circuitos Equivalente

O método dos circuitos equivalentes consiste numa técnica numérica simples que permite resultados satisfatórios. O método utiliza-se de uma extensão das equações que modelam o circuito de fitas paralelas desenvolvidas por Marcuvitz [34] e Wait [35]. Nesta análise, os vários segmentos de fita que formam o arranjo periódico são modelados como componentes indutivos e capacitivos em uma linha de transmissão. Nesta técnica, o espaço livre é modelado como uma linha de transmissão de impedância de $120\pi \Omega$, e por meio da solução das equações clássicas de linha de transmissão, é possível obter os coeficientes de reflexão e transmissão da FSS. Esta técnica usa uma aproximação quase-estática para calcular as componentes do circuito e permite uma análise computacional muito rápida.

Em [36] os autores utilizaram o método do circuito equivalente para realizar a síntese de FSS, com resultados muito precisos e com baixo esforço computacional. Por utilizar equações analíticas, o método do circuito equivalente, permite ser utilizado juntamente com técnicas de inteligência artificial. Essa técnica numérica será a base do desenvolvimento dessa tese e sua teoria será descrita mais precisamente no capítulo 3.

2.7 Técnicas de medição

Muitos métodos podem ser utilizados para determinar experimentalmente as características de transmissão e reflexão de FSS [37–40]. Para medir a transmissão a estrutura de teste é posicionada entre duas antenas diretivas (*horn antenna*), uma transmissora e outra receptora, de ganhos padrões, conforme mostrado na Figura 2.6 [1].

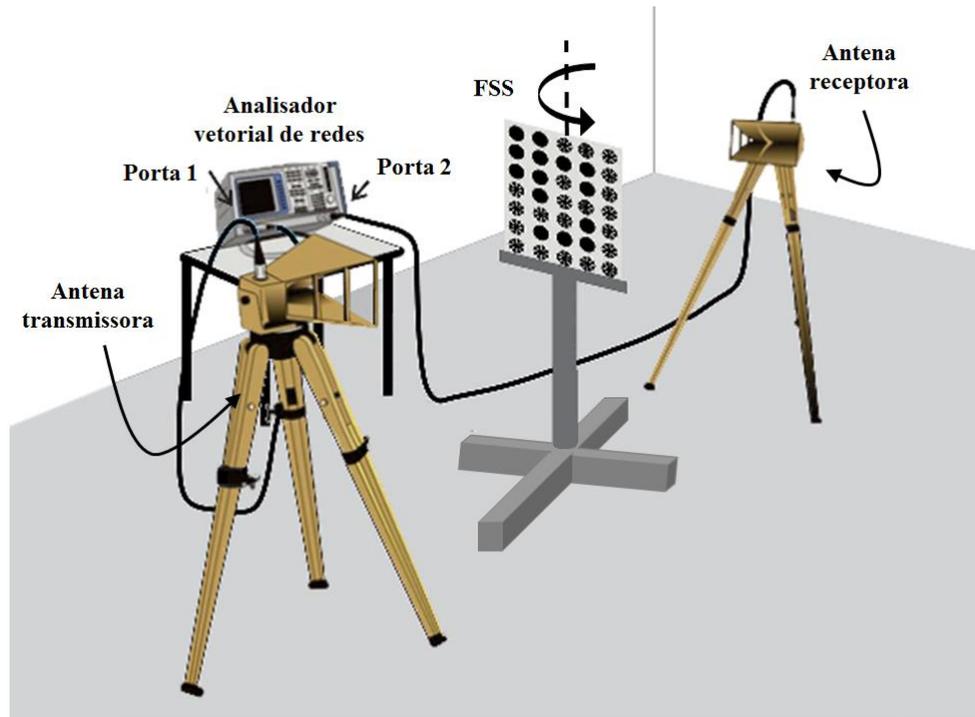


Figura 2.6: Setup de medição de FSS com um par de antenas cornetas.

Fonte: [41].

As ondas eletromagnéticas radiadas pelas antenas devem penetrar nas placas como ondas planas. Para alcançar este objetivo, a separação entre as antenas deve ser grande o suficiente para satisfazer os critérios de campo distante para as antenas. Logo o painel de teste é posicionado de modo a obedecer aos requisitos de campos distante [18].

Enquanto impede a propagação direta, a FSS filtra algumas frequências da onda radiada a partir da antena transmissora, deixando, assim, a sua assinatura sobre a potência recebida. Incidência oblíqua também pode ser facilmente medidas girando o suporte da FSS até o ângulo de interesse, de modo que a FSS permaneça entre as duas antenas[18]. Alterando-se a polarização das antenas de vertical para horizontal, obtém-se as características de transmissão TE e TM da estrutura. Esta configuração também é usada

para medir as características de reflexão de uma FSS. Entretanto, poderão ser obtidos dados errados devido às difrações ocasionadas nas bordas do painel de teste [27].

Há meios para contornar o problema da influência da difração nas bordas e serão mostradas duas outras configurações que podem ser utilizadas. Uma é a técnica que utiliza antenas cornetas e lentes. Nessa configuração, mostrada na Figura 2.7, as lentes transformam as ondas esféricas das antenas em um feixe colimado de ondas planas.

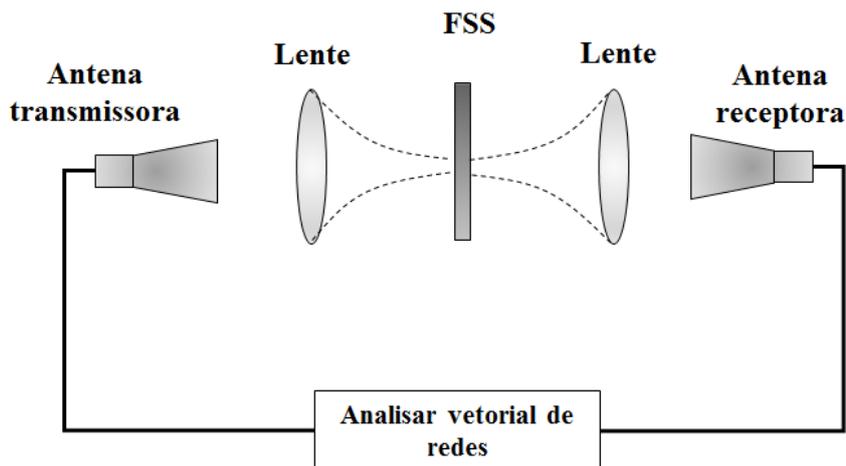


Figura 2.7: Setup de medição de FSS com par de antenas e lentes.

Fonte: [1]

Outra técnica é chamada de medição em câmara anecóica a qual é realizada em um ambiente confinado e utiliza absorvedores em torno da estrutura para eliminar as difrações nas bordas e absorvedores nas paredes para minimizar as reflexões, ou seja, as reflexões são eliminadas através dos absorvedores em torno da câmara e da estrutura. Nessa técnica a medição é feita usando um medidor de campo e um gerador de varredura, conforme mostra a Figura 2.8. As antenas possuem distância suficientemente grande, de modo a garantir a existência de ondas planas.

Ambas as técnicas são precisas e apresentam resultados mais confiáveis, se comparados aos resultados obtidos no sistema da Figura 2.6. Por isso, estes *setups* permitem medições mais precisas com polarizações TE e TM, além de medir ângulos oblíquos [18].

Testes experimentais utilizando técnica em campo aberto compreendem superfícies planas, livres de fontes de interferências próximas, como cabos de alimentação suspensos em suas proximidades. O objetivo é permitir uma análise em um

ambiente longe de interferências eletromagnéticas. Em [18] são descritos alguns setups para medição em campo aberto.

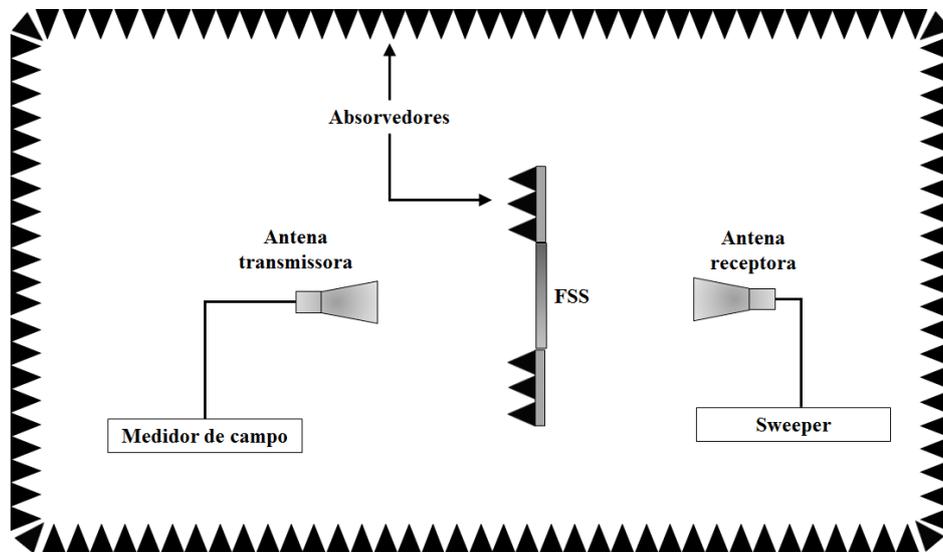


Figura 2.8: Setup de medição de FSS com um par de antenas cornetas em câmara anecoica.

Fonte: [18].

Uma outra alternativa para técnica de medição pode ser realizada em um guia de onda, que simula uma FSS infinitamente grande no espaço livre. Nesta técnica, a estrutura sob teste deve ser colocada adequadamente às paredes do guia de onda de maneira que não altere a real periodicidade da FSS. Apesar de evitar os efeitos de difração indesejados, é uma técnica que depende da frequência, uma vez que o número de ondas dentro do guia varia com a frequência. Além de apresentar várias outras limitações, a técnica de medição de guia de onda é mais apropriada para medidas em uma única frequência, e é limitada à polarização TE [18].

As medidas de reflexão são calibradas contra a resposta de reflexão de uma placa de cobre tendo as mesmas dimensões das estruturas das FSS. As medidas de transmissão são calibradas contra a resposta de transmissão da antena receptora quando o painel FSS é removido (medida de quadro vazio). Os dados da calibração são então subtraídos dos dados medidos da estrutura para a correta comparação com os valores das simulações. Medidas realizadas com o quadro vazio também devem ser coerentemente subtraídas a fim de eliminar os sinais espúrios (devido às reflexões de multipercursos por paredes, cabos, antenas e objetos contidos na sala) [18].

2.8 Síntese do capítulo

No desenvolvimento do capítulo, foi possível apresentar a origem e a definição das FSS, comportamento das curvas de transmissão e reflexão, tipos de geometrias, bem como algumas aplicações das FSS como absorvedores. Além disso descreveu-se as principais técnicas de análise explicando o conceito e funcionamento básico, e as técnicas de medição, mostrando os *setups* e as características. As FSS condutivas são responsáveis pelo comportamento estrutural das FSS do tipo absorve-transmite, ou seja, influenciam consideravelmente na frequência de ressonância e no coeficiente de transmissão.

Capítulo 3

Absorvedores

Esse capítulo visa apresentar os conceitos acerca de materiais e estruturas absorvedoras. Serão caracterizados os aspectos fundamentais dos absorvedores, tipos de estruturas, materiais e propriedades eletromagnéticas de absorção de micro-ondas. A teoria sugere que a composição, densidade, composição química podem influenciar no desempenho do absorvedor.

3.1 Teoria fundamental dos materiais absorvedores

De acordo com o mecanismo de absorção, os absorvedores podem ser divididos em três classes: absorvedores do tipo resistivos, tipos dielétricos e absorvedores do tipo magnéticos. A taxa de absorção dos absorvedores do tipo resistivo depende da condutância e da permissividade do material. Absorvedores do tipo resistivo são principalmente representados por *carbon black* (CB), material predominante da queima de combustíveis fósseis, pós de metal (*metal powders*) e carboneto de silício. Absorvedores do tipo dielétrico absorvem as ondas eletromagnéticas principalmente devido a polarização dielétrica como titanato de bário (BaTiO_3) e cerâmicas ferroelétricas. Absorventes do tipo magnético incorporam as características principalmente das perdas de ressonância e histereses, tais como ferrite e ferro carbonila. Além disso, os revestimentos absorventes contêm radioisótopos de partículas de alta energia que podem atenuar a onda EM ao ionizar o ar nas proximidades. Assim, há muitas dificuldades a serem superadas no uso prático de radioisótopos, como controle de processo completo e custo elevado [42].

O requisito mais importante dos materiais absorvedores convencionais é a propriedade de alta absorção. Mas novos materiais absorventes são necessários para melhores propriedades, como espessura mais fina, menor peso, maior faixa de absorção e maior rigidez. Para estudo de novos absorvedores, são levantados requisitos mais

intensificados. As restrições de absorventes limitam o desenvolvimento de materiais absorventes de EM. Portanto, é muito importante desenvolver novos materiais absorventes [42].

Com o rápido desenvolvimento da ciência e tecnologia modernas, o advento de vários métodos consolidados e crescentes de novos materiais e novos métodos de preparação é uma garantia benéfica para novos materiais absorventes [42].

3.1.1 Caracterização das propriedades de absorvedores

O estudo de absorvedores é uma parte importante no desenvolvimento de materiais absorvedores de micro-ondas e corresponde também à base para estudo de materiais absorvedores e melhoramento de propriedades. Um bom entendimento e uma descrição apropriada das propriedades dos absorvedores são fundamentais para uma modelagem matemática, pesquisas futuras, produção e seleção de uma RAM adequada.

Parâmetros eletromagnéticos incluem permissividade (ϵ) e permeabilidade (μ). Ambos são importantes na representação das propriedades eletromagnéticas. Uma RAM pode absorver ondas eletromagnéticas tanto quanto permitir o ajuste de parâmetros eletromagnéticos. Em um meio, quanto maior for o ϵ , maior o μ e melhores são as propriedades de um RAM. Mas as características de casamento de impedância devem ser consideradas em um projeto. Por tanto há um valor ótimo dentro dos parâmetros no qual é possível escolher um material adequado e isso é importante para balancear as características de casamento de impedância e absorção de ondas eletromagnéticas [42].

De acordo com teoria da linha de transmissão, para um material de única camada, composta por um condutor perfeito, a impedância de entrada (Z_{in}) através de uma interface de ar é dada em (3.1) [42].

$$Z_{in} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \tanh\left(j \frac{2\pi}{\lambda} d \sqrt{\mu\epsilon}\right) \quad (3.1)$$

Em que μ é a permeabilidade complexa ($\mu' - j\mu''$) e ϵ é a permissividade complexa ($\epsilon' - j\epsilon''$).

Quando a onda incidente é transmitida com um ângulo perpendicular ao absorvedor, a perda por reflexão é expressa por (3.2):

$$R = \frac{Z - 1}{Z + 1} \quad (3.2)$$

E a constante de propagação é dada em (3.3):

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (3.3)$$

$$\beta = j \frac{2\pi f}{c} \sqrt{\mu\varepsilon} \quad (3.4)$$

$$\alpha = \frac{\pi f}{c} \sqrt{\varepsilon'\mu'} \sqrt{2 \left[\tan \delta_\varepsilon \tan \delta_m - 1 + \sqrt{1 + \tan^2 \delta_\varepsilon + \tan^2 \delta_m + \tan^4 \delta_\varepsilon \delta_m} \right]} \quad (3.5)$$

Em que α , β , c e f correspondem ao coeficiente de atenuação, constante de fase, velocidade da luz e a frequência da onda, respectivamente. $\tan \delta_\varepsilon = \varepsilon''/\varepsilon'$, e $\tan \delta_m = \mu''/\mu'$ são as tangentes de perdas elétrica e magnética, respectivamente. Das equações (3.2) a (3.5) pode-se concluir que para satisfazer o casamento de impedância e alta absorção de propriedades, a permissividade e a permeabilidade devem ser escolhidos adequadamente [43]-[45].

Os parâmetros eletromagnéticos são determinados por cálculos e métodos de medição direta. Os cálculos dos parâmetros eletromagnéticos são os métodos de cálculos diretos e os métodos de cálculos indiretos. O método do cálculo direto estima os parâmetros baseados na intensidade de polarização magnética e na intensidade do campo elétrico do absorvedor [46]. Os principais cálculos indiretos consistem no método de transmissão e reflexão e nos métodos de múltiplos estágios e múltiplas espessuras [47]-[52]. A medição de modelos de guias de onda e os parâmetros S das linhas coaxiais são amplamente empregados no método de transmissão/reflexão; então a permissividade e permeabilidade complexas são calculadas de acordo com as fórmulas relacionadas. Devido a medição simultânea das amplitudes e fases de S_{11} e S_{21} serem difíceis, a mudança dos terminais e das espessuras das amostras são empregadas para medir o coeficiente de reflexão complexo e obter a permissividade complexa e a permeabilidade complexa por meio de cálculos.

Existem dois principais métodos de teste direto. O primeiro método consiste em transformar o absorvedor e a resina (pasta) em revestimentos ou amostras de blocos para

medir ϵ e μ . Os parâmetros medidos são, na verdade, as constantes complexas do meio, isto é, a constante dielétrica relativa e a permitividade magnética. Portanto, a qualidade, a taxa de mistura e as dimensões devem permanecer no mesmo padrão neste método. O segundo método é a medição dos parâmetros eletromagnéticos ϵ e μ dos absorvedores. A medição desses parâmetros por um absorvedor com revestimento em pó (*powder absorber*) é o método intuitivo para representar suas propriedades eletromagnéticas [53]. Portanto, um *setup* com guia de onda deve ser configurado no qual as duas extremidades do guia de ondas devem ser seladas por uma camada de material de alta transmissão formando um recipiente retangular, e a tampa acima do guia de onda é aberta para formar uma estrutura de amostra do guia de onda. O pó absorvente é introduzido na estrutura de acordo com a densidade aparente e a densidade compactada, e a permissividade complexa e a permeabilidade complexa da estrutura de amostra preenchida com o absorvedor são medidas usando guia de ondas [42].

3.1.2 Densidade dos absorvedores

A densidade de um absorvente inclui a densidade aparente, densidade compactada e densidade real. A densidade aparente é um tipo de densidade obtida quando o pó enche livremente o recipiente padrão especificado. Se o pó é comprimido no recipiente durante o processo de enchimento, então a densidade obtida é chamada de densidade compactada. A densidade real é medida por um picnômetro (dispositivo de laboratório usado para medir a densidade). Os parâmetros eletromagnéticos medidos com diferentes densidades são geralmente variados; portanto, os parâmetros eletromagnéticos referentes devem ser um valor numérico sob condições de teste específicos. Além disso, a densidade do absorvedor terá uma grande influência em todo o efeito de absorção da onda eletromagnética. Em um material compósito, a densidade do absorvente é a composição percentual do absorvente. Com base no parâmetro eletromagnéticos e na correspondência de impedância, a densidade de um absorvente tem um valor ótimo no desempenho de absorção de micro-ondas [42].

3.1.3 Tamanho das partículas dos absorvedores

O tamanho da partícula de um absorvedor tem uma grande influência no desempenho de absorção das ondas eletromagnéticas e na seleção da frequência de absorção. Atualmente existem duas tendências de escolha do tamanho de grão absorvente: primeiro, o tamanho das partículas dos agentes absorvedores tendendo à miniaturização e à nanocristalização é o foco de pesquisas atuais. Quando uma partícula é refinada a uma nanopartícula, devido ao tamanho pequeno e à área específica grande, os átomos na superfície da nanopartícula e as ligações químicas pendentes são numerosos e a atividade do nanomaterial é aumentada. Polarização interfacial e dispersão múltipla são as principais razões que os nanomateriais mostram a propriedade de absorção em micro-ondas [54]. Em segundo lugar, as unidades absorventes são descontínuas. O ponto de percolação do absorvente na matriz apareceu relativamente cedo após o refinamento, e o absorvente formou uma rede condutora, que é eficaz para refletir fortemente a onda EM e dificultar a entrada da onda EM no material. É insuficiente para absorver totalmente a onda EM quando o conteúdo absorvente é controlado sob o ponto de percolação. Portanto, a unidade absorvente de nível milimétrico descontínuo deve ser formada no absorvedor, e o conteúdo do absorvente em cada unidade absorvente deve ser aumentado o máximo possível. O absorvedor coincide favoravelmente com a impedância do espaço livre, a onda EM entra no material o máximo possível, e então a faixa de absorção é ampliada e a eficiência de absorção é melhorada enormemente [42].

3.1.4 Perfil dos absorvedores

A forma de um absorvedor é o ponto crucial para obter um material absorvente de alto desempenho. Além do conteúdo de partículas, tamanho de partícula e estado agregado, a forma das partículas absorvedoras influenciará as propriedades de absorção. As formas principais dos absorventes são esfera, losango, arborização, floco, acicular, etc. Pesquisadores acham que quando as partículas contêm um certo número de discos e uma estrutura acicular, a propriedade absorvente é muito melhor do que um material absorvente com outras formas [55]. As várias formas de estruturas absorventes influenciam imediatamente os parâmetros EM e o efeito de dispersão do absorvente, influenciando assim a sua propriedade de absorção.

3.1.5 Propriedades Tecnológicas

Em se tratando das propriedades tecnológicas, o absorvedor geralmente não é usado sozinho e deve ser combinado com outros materiais para formar uma certa estrutura. Portanto, uma boa propriedade tecnológica é necessária para misturar ou lidar com outros materiais. O método de combinar vários absorvedores em conjunto é sempre utilizado para cumprir o objetivo de alargar a banda de absorção e melhorar o desempenho de absorção. Os métodos de combinação incluem mistura simples, variação de revestimentos, variações de camadas e modificações [42].

3.1.6 Estabilidade Química e Desempenho Ambiental

Um absorvedor deve ser misturado com um solvente ou outro material durante o processo de preparação e uma de suas características é a utilização de altas temperaturas durante o processo de preparação ou aplicação. Além disso, quando o absorvedor é usado em um sistema de armas, ele deve passar por condições adversas, incluindo a atmosfera, a água do mar, a poluição por óleo, o ácido / base etc., portanto, a resistência à corrosão é necessária. Nos absorvedores que contém FSS resistivas, por exemplo, não é observado corrosão após a estrutura estar pronta, o que geralmente não acontece nas FSS condutivas. O absorvedor deve possuir estabilidade química e ambiental favorável para garantir o desempenho do projeto do material em todos os tipos de condições de aplicação. Em conclusão, o desempenho, a faixa de frequência e as condições ambientais devem ser levados em consideração na escolha do absorvedor. Além disso, com base no desempenho garantido, o custo de produção deve ser reduzido tanto quanto possível e a produção em volume deve ser cumprida para torná-lo amplamente utilizado [42].

3.2 Materiais absorvedores tradicionais

Nessa seção serão descritos materiais tradicionais de absorção de micro-ondas baseados em óxidos de manganês, ligas de matriz de ferro, polianilinas condutoras e titanato de bário e ao final serão mostradas algumas estruturas de absorvedores. Propriedades eletromagnéticas e de absorção serão apresentadas para cada tipo.

3.2.1 Absorventes de dióxido de manganês

Esses absorvedores são desejáveis porque possuem uma excelente perda dielétrica e propriedades de perda magnética. O dióxido de manganês tem recebido grande interesse devido à flexibilidade com a qual suas propriedades físicas ou químicas podem ser prontamente controladas por tamanho, forma e dimensão no estágio de síntese, o que o torna um forte candidato em áreas que utilizam catalisadores [56] e materiais de eletrodos para tratamento de água [57][58]. O MnO_2 existe em diferentes formas estruturais na natureza, como os tipos α' -, β' -, γ' - e δ' -. Na Figura 3.1 são mostrados alguns exemplos.

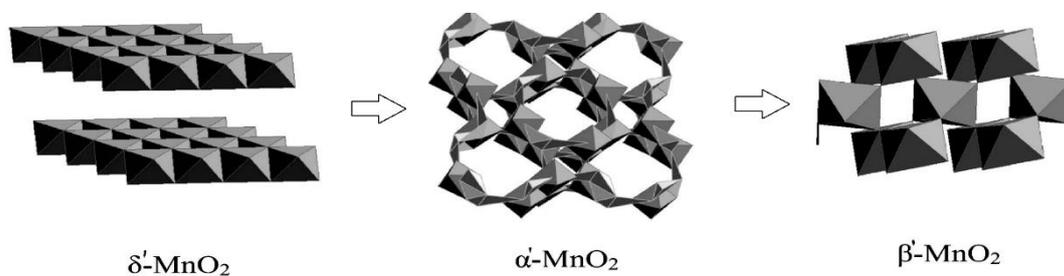


Figura 3.1: Transições estruturais do dióxido de manganês induzidas durante a síntese do material.

Fonte: [42].

Estudos indicam que as formas cristalográficas apresentadas sejam responsáveis pelas diferentes propriedades. As diferentes estruturas cristalográficas apresentam diferentes características dielétricas e magnéticas, assim como as propriedades de absorção de micro-ondas.

A Figura 3.2 ilustra a permissividade elétrica e permeabilidade magnética complexa versus a frequência no preparo dos compostos de cera de parafina MnO_2 analisada por meio da síntese hidrotérmica para diferentes tempos de permanência. A cera

de parafina é um isolante e um material não magnético, portanto, impermeável às ondas eletromagnéticas. No composto MnO_2 /(cera de parafina), a cera de parafina funciona apenas como matriz. Novas substâncias e ligações químicas, que podem fornecer dipolos elétricos para o composto, dificilmente serão formadas a partir das interações entre MnO_2 e cera de parafina. Assim, a perda elétrica do composto é devida principalmente à contribuição do MnO_2 . Pode ser visto nas Figura 3.2 (a) que os valores de ϵ' diminuem com o aumento da frequência. Em contraste, na Figura 3.2 (b), uma tendência crescente dos valores ϵ'' em relação à frequência, exceto para a amostra de 2h, pode ser vista. A possível razão para a mudança de permissividade é a mudança mais rápida do campo eletromagnético alternado externo. Isto é devido ao caráter dispersivo das partículas de MnO_2 .

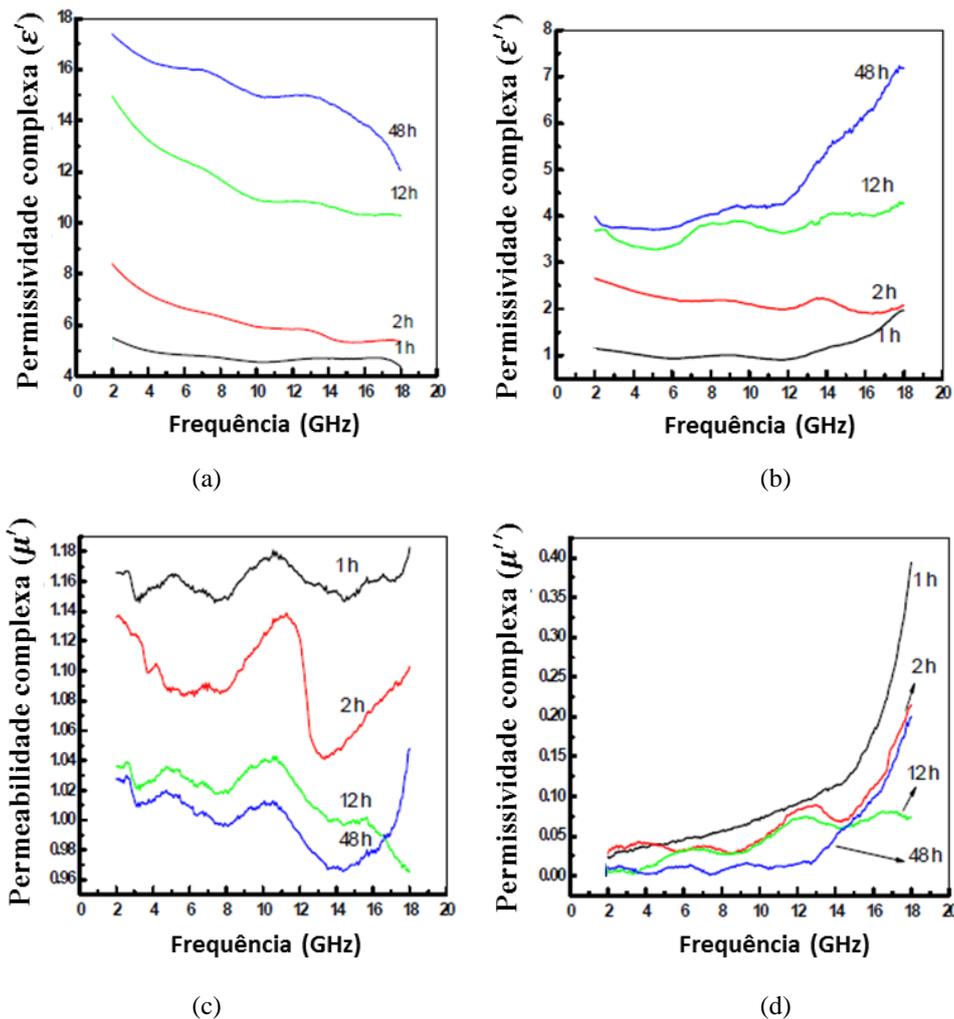


Figura 3.2: (a) e (b) permissividade complexa, (c) e (d) permeabilidade complexa do MnO_2 com síntese hidrotérmica a 120° C para diferentes durações de tempo em função da frequência.

Fonte: [59].

Por isso, o MnO_2 na cera de parafina pode ser polarizado repetidamente em campo elétrico de alta frequência, causando a mudança da energia elétrica para outras formas, principalmente energia térmica, logo, o calor é então dissipado [59].

Para comprovar ainda mais a dependência das propriedades de absorção de micro-ondas na permissividade e permeabilidade, as perdas de retorno (R_L) (dB) de diferentes amostras de MnO_2 foram calculadas de acordo com a teoria da linha de transmissão. A perda de retorno da radiação eletromagnética sob incidência normal do campo EM na superfície de um material de camada única apoiado por um condutor perfeito pode ser definida com [42]:

$$R_L = 20 \log \left| \frac{Z - 1}{Z + 1} \right| \quad (3.6)$$

Em que Z é a impedância normalizada entre a impedância de entrada para um absorvedor de uma única camada e a impedância no espaço livre (Z_0):

$$Z_{in} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \tanh \left(j \frac{2\pi}{\lambda} d \sqrt{\mu\varepsilon} \right) \quad (3.7)$$

A Figura 3.3 mostra a perda de retorno para algumas estruturas de MnO_2 . Como pode ser visto, o R_L máximo das amostras com 1 h de enchimento de MnO_2 atingiu $-24,21$ dB a $17,36$ GHz, e a faixa de absorção efetiva abaixo de -5 dB é de 13 a 18 GHz. A amostra com inclusão de 2 h MnO_2 mostra uma perda de retorno máxima de $-20,95$ dB a $16,56$ GHz, e a faixa de absorção abaixo de -5 dB é de $11,3$ a 18 GHz. Por outro lado, quando o tempo de reação do MnO_2 preparado atingiu 12 h, a perda de retorno máxima ($-35,46$ dB a $11,44$ GHz) e a faixa de absorção ($8,8$ – $16,8$ GHz) abaixo de -5 dB das amostras foram significativamente melhorados. Em comparação, a amostra com o preenchimento de 48 h de MnO_2 enfraqueceu e a perda de retorno foi de -25 dB a $9,84$ GHz, enquanto a faixa de absorção variou de 8 a $12,7$ GHz.

A possível razão para isto pode ser explicada da seguinte forma: no tempo de reação de 2 h ou 12 h, os produtos eram compostos de MnO_2 ou misturas com diferentes morfologias. As absorções de micro-ondas desses compostos de MnO_2 foram altas, uma vez que estas eram as somas de atenuação por diferentes fases. Enquanto isso, quando o tempo de reação era de 1 ou 48 h, os produtos de MnO_2 eram puros; assim, a atenuação de micro-ondas enfraqueceu de acordo. Além disso, é de interesse que os tempos de

reação crescentes mudem o valor do pico de absorção para a faixa de frequência mais baixa, como mostrado na Figura 3.3 [42].

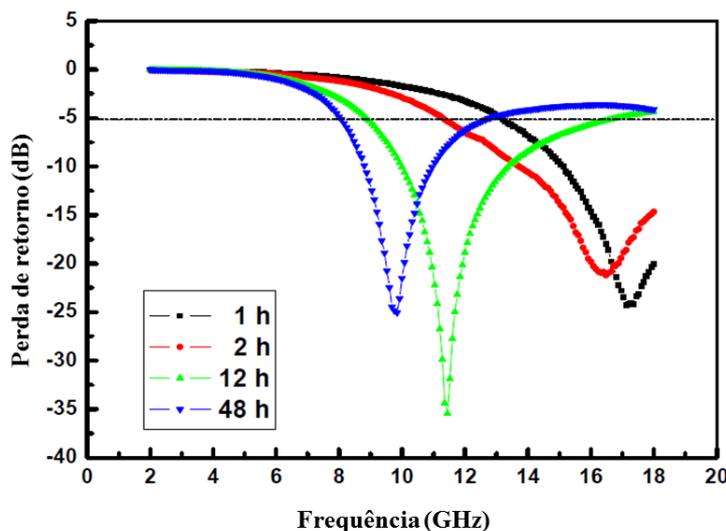


Figura 3.3: Perda de retorno da resina de parafina MnO₂ com as mesmas espessuras (2 mm) em função da frequência com síntese hidrotérmica para diferentes durações de tempo em função da frequência.

Fonte: [42].

3.2.2 Absorvedor composto a base de Ferro

Entre numerosos materiais magnéticos, as ligas à base de ferro têm recebido atenção devido às suas excelentes propriedades magnéticas flexíveis, como magnetização de alta saturação, alta permeabilidade e boas propriedades de absorção [60]-[62]. Estudos extensos têm sido realizados sobre ligas de Fe nos últimos anos. Em comparação com outros pós à base de Fe (Fe-Co-Ni, Fe-Ni, Fe-Si-Al), os pós da liga FeSi apresentam maior resistividade, o que é benéfico para suprimir o desfavorável efeito de corrente parasita na região de frequência de gigahertz [42].

As Figuras 3.4 (a) e 3.4 (b) mostram a permissividade complexa ($\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$), real e imaginária, respectivamente, dos compósitos contendo pó de FeSi com diferentes tamanhos de partículas na faixa de frequência de 2 a 7 GHz. Como mostrado na figura, a parte real, ϵ' , diminui com o aumento da frequência, ou seja, ϵ' , que obtém o maior valor a 2 GHz na faixa de frequência de 2 a 7 GHz. No entanto, a parte imaginária, ϵ'' , ascende com frequência. Além disso, tanto ϵ' como ϵ'' aumentam com a diminuição do tamanho das partículas; a amostra com tamanho de partícula inferior a 53 μm apresenta melhores propriedades dielétricas em comparação com outras [63-64].

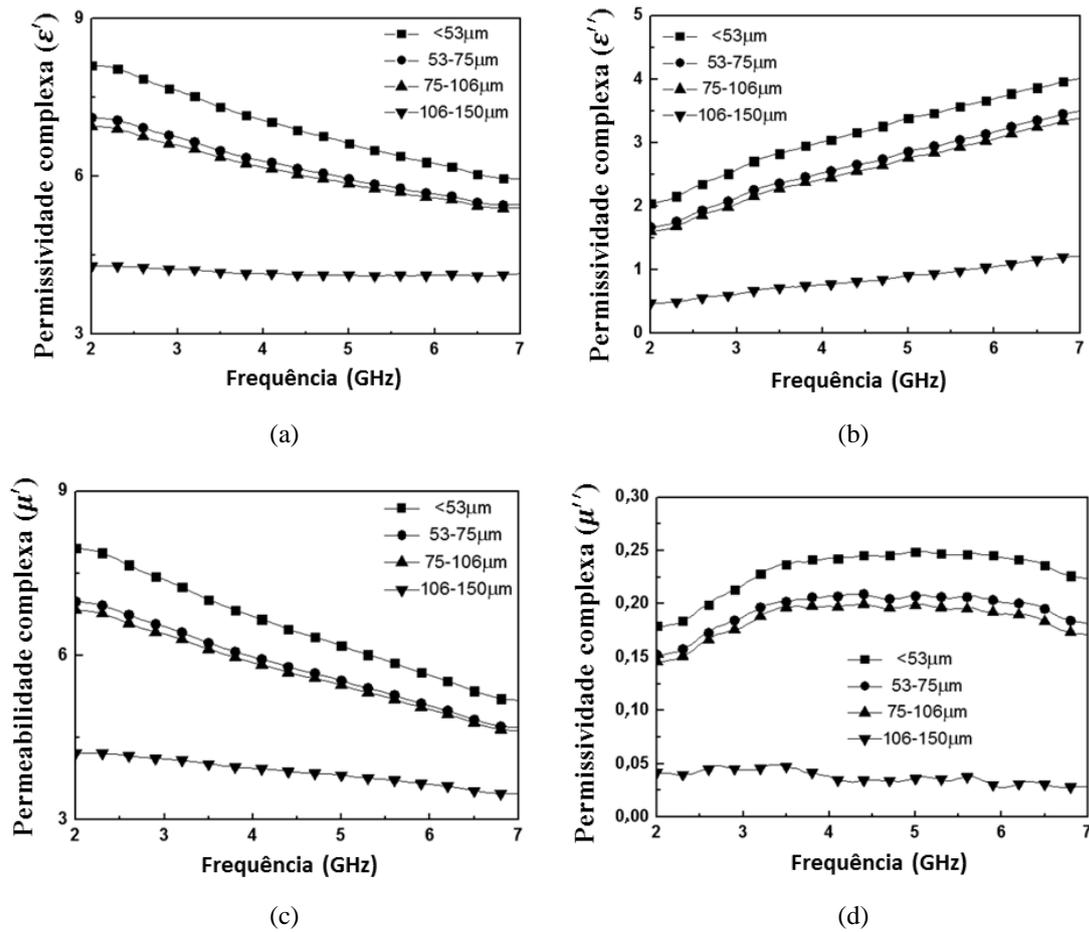


Figura 3.4: Permissividade complexa (a, b) e permeabilidade (c, d) do FeSi / composto de parafina com diferentes tamanhos de partículas na faixa de 2 a 7 GHz.

Fonte: [42].

Dependências de frequência de permeabilidade complexa ($\mu = \mu' - j\mu''$) dos compostos empregando pós FeSi com diferentes tamanhos de partícula na faixa de 2 a 7 GHz são mostrados nas Figuras 3.4 (c) e 3.4 (d). Como visto na Figura 3.4 (c), os valores de μ' exibem uma tendência decrescente no intervalo de 2 a 7 GHz. No entanto, como mostrado na Figura 3.4 (d), os valores de μ'' aparente sobem ligeiramente com frequência na faixa de 2 a 3,4 GHz e permanecem quase invariáveis na faixa de 3,4 a 7 GHz. Além disso, as permeabilidades μ' e μ'' das amostras das partículas pequenas do pó de FeSi apresentam valores maiores que as partículas de tamanhos maiores, o que indica que um tamanho pequeno de partícula é bom para aumentar a permeabilidade dos compósitos [63]-[64].

Em se tratando das propriedades de absorção de micro-ondas a Figura 3.5 (a) mostra a constante de atenuação (α) em função da frequência para composto FeSi / parafina com diferentes tamanhos de partícula. Como é possível observar, os valores de

α aumentam em função do aumento da frequência na faixa de 2 a 7 GHz; o resultado indica que os compostos de FeSi / parafina mostram melhores propriedades de absorção de micro-ondas em uma faixa de frequência mais alta. Além disso, a amostra contendo pós FeSi de tamanho de partícula menor tem um α maior em toda a faixa de frequência, indicando excelente atenuação ou absorção da onda EM.

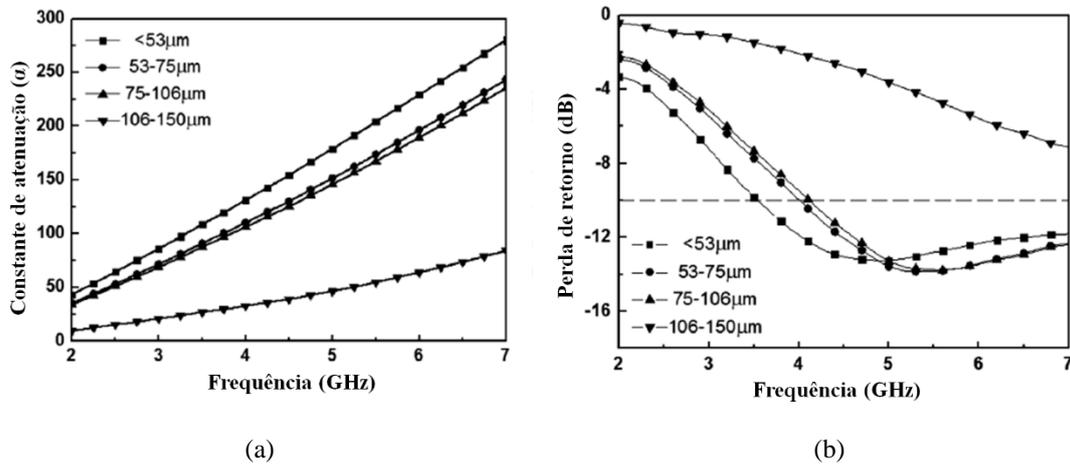


Figura 3.5: Permissividade complexa (a, b) e permeabilidade (c, d) do FeSi / composto de parafina com diferentes tamanhos de partículas na faixa de 2 a 7 GHz.

Fonte: [42].

A Figura 3.5 (b) mostra os efeitos do tamanho de partícula nas curvas de R_L calculadas de compósitos de FeSi / parafina (espessura = 4 mm). Observa-se que a frequência correspondente, que descreve o menor nível de absorção, desloca em direção a frequência mais baixa conforme a diminuição do tamanho das partículas dos pós de FeSi. Enquanto isso, a largura de banda de absorção efetiva, que é definida como a faixa de frequência de $R_L < -10$ dB, é aumentada com a redução do tamanho das partículas. Normalmente, a largura de banda é um parâmetro importante para estimar as propriedades de absorção de micro-ondas, de modo que a amostra com tamanho de partícula menor que 53 μm exibe as melhores propriedades de absorção da onda eletromagnética e a largura de banda alcança 3,47 GHz [65].

3.2.3 Polialina Condutiva

Polímeros conjugados e seus compostos atraem muita atenção devido às suas propriedades elétricas únicas. Eles têm amplo uso em diversas aplicações, como em células solares, baterias otimizadas, diodos emissores de luz, atuadores de polímeros,

agentes de proteção contra corrosão, sensores, dispositivos eletrônicos moleculares e interferência eletromagnética (*Electromagnetic interference* - EMI) [66]-[68]. Em [69]-[70] foi descoberto que a polianilina permite obter excelente capacidade de absorção de micro-ondas. Sua estrutura dopada e seus compostos têm sido amplamente investigados e aplicados.

3.2.4 Absorvedores híbridos

A tela de Salisbury é um absorvedor de micro-ondas passivo que é construído por uma única folha resistiva fina a uma distância $\lambda/4$ acima de um plano terra, conforme ilustrado na Figura 3.6. Todos os absorvedores devem, em geral, ter um plano de terra na parte de trás para evitar qualquer ambiguidade que pode ser causado por quaisquer objetos localizados atrás das folhas de absorção. Na ressonância, a impedância da parte condutiva é transformada em um circuito aberto para a camada resistiva que é normalmente $377\Omega/m^2$ [2].

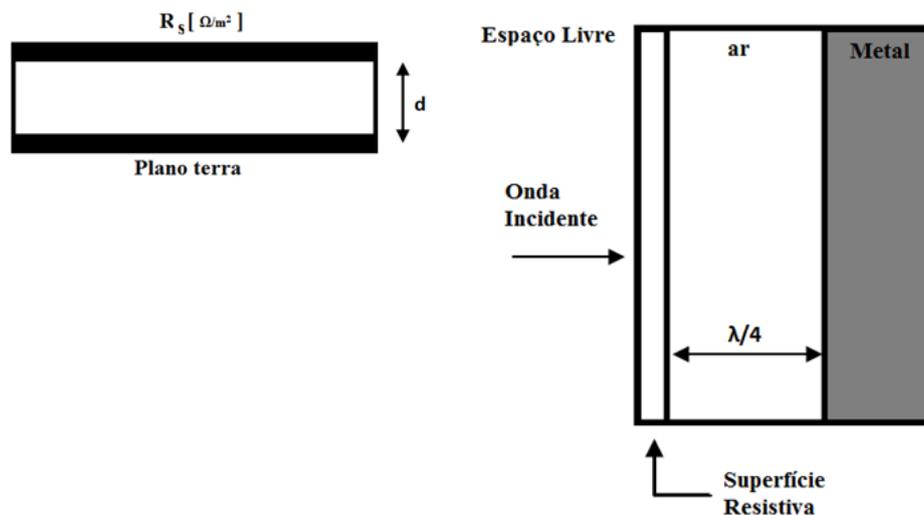


Figura 3.6: Estrutura da tela de Salisbury.

Fonte: Autor.

O absorvedor Jaumann é semelhante à tela de Salisbury com exceção de que é feito de duas ou mais folhas resistivas montadas na frente de um plano terra. Essas telas são separadas por regiões dielétricas de cerca de $\lambda/4$ de espessura medida nas respectivas placas na frequência central. Assim, o absorvedor de Jaumann pode ser considerado como uma simples extensão da tela Salisbury. A estrutura desse absorvedor de micro-ondas é constituída por duas superfícies resistivas e um plano de terra, separados por duas regiões

dielétricas, conforme ilustrada na Figura 3.7. As impedâncias superficiais Z_1 e Z_2 indicadas são desiguais e distâncias de separação d_1 e d_2 são de aproximadamente $\lambda/4$ [2].

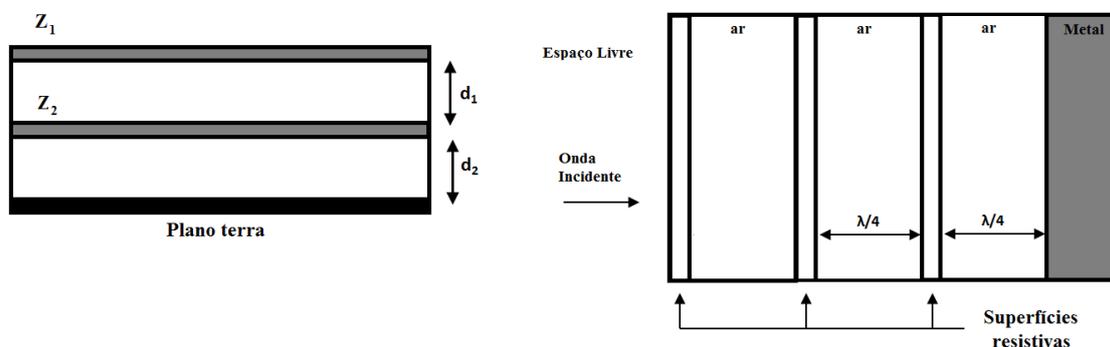


Figura 3.7: Estrutura do absorvedor de Jaumann.

Fonte: Autor.

Um absorvedor de Dallenbach é constituído por um material homogêneo com perdas eletromagnéticas disposto sobre uma camada de metal. Na Figura 3.8 é mostrado uma geometria do absorvedor de Dallenbach [2].

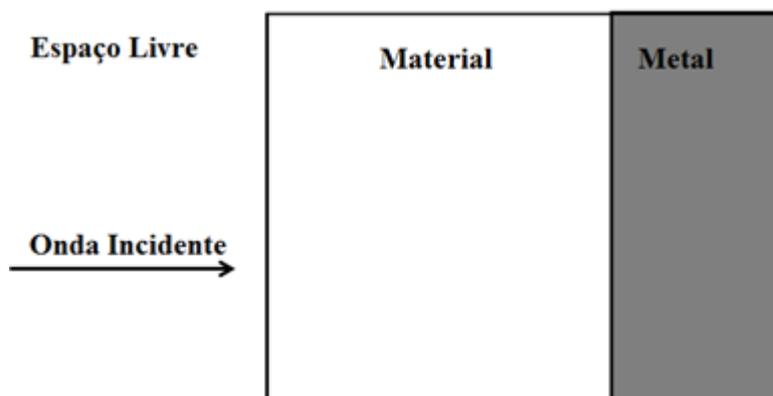


Figura 3.8: Estrutura do Absorvedor de DallenBach.

Fonte: Autor.

A estrutura de absorção piramidal é o material absorvente mais utilizado em câmaras anecóicas e a teoria de projeto de um absorvedor de pirâmide é completamente consistente com tecnologia *stealth*. O material da pirâmide apareceu pela primeira vez durante a Segunda Guerra Mundial, quando a Neher instalou pela primeira vez materiais absorvedores piramidais na parede da câmara escura para melhorar a capacidade dos testes na câmara anecóica [71].

O absorvedor piramidal, conforme é mostrado na Figura 3.9, apresenta uma grande vantagem devido a sua estrutura especial, permitindo múltiplas reflexões entre os cones resultando numa atenuação característica, logo, o desempenho de absorção é maior quando comparado outros materiais de placa.

As propriedades de absorção dos absorvedores piramidais têm uma relação complexa com a altura da pirâmide, o ângulo do vértice, o ângulo de incidência da onda incidente e os parâmetros eletromagnéticos. Para um dado material, quando a onda eletromagnética incide verticalmente, primeiramente a refletividade reduz com um aumento na altura da pirâmide e depois aumenta acentuadamente após atingir o valor crítico. A variação da refletividade com o vértice tem uma tendência similar. A refletividade diminui primeiro com a redução do vértice e aumenta lentamente. Portanto, um tamanho razoável e os parâmetros eletromagnéticos apropriados são muito importantes para que os materiais tenham maior refletividade [72]-[75].

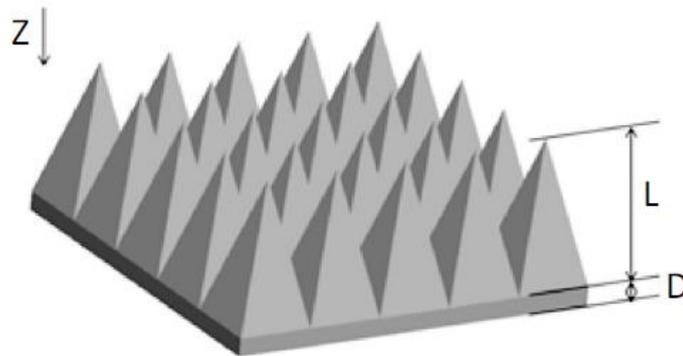


Figura 3.9: Absorvedor piramidal.

Fonte: [42].

Se cada pirâmide girar 45° em torno de seu eixo central, uma estrutura piramidal torcida pode ser obtida, como mostra a Figura 3.10 [76]. Este tipo de estrutura absorvedora tem menor eficiência do que uma pirâmide normal, mas tem muitas vantagens, como economia de matéria prima e maior durabilidade, e não é fácil ceder quando usada em uma câmara anecóica [77]. Além disso, esse tipo de estrutura também pode ser combinado com ferrita para melhorar suas propriedades de absorção em baixa frequência, como mostra a Figura 3.11.

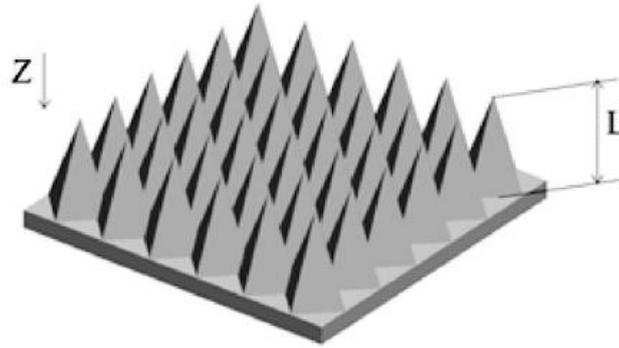


Figura 3.10: Absorvedor piramidal com rotação das estruturas piramidais.

Fonte: [42].

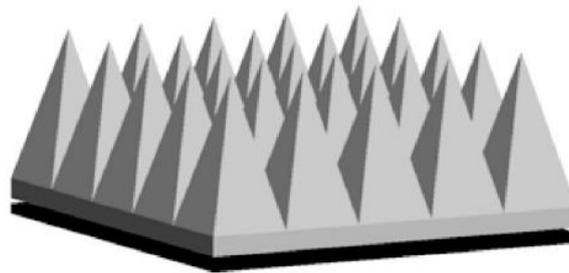


Figura 3.11: Absorvedor piramidal combinado com ferrita.

Fonte: [42].

Ao final desse capítulo pode-se perceber uma diversidade de tipos de projetos de absorvedores, desde o tipo de material até a configuração da estrutura proposta. Pode-se observar que os diversos compostos químicos proporcionam características eletromagnéticas diferentes para faixas de frequências diferentes de acordo com o tipo de processo o qual foi fabricado. Parâmetros eletromagnéticos como permissividade elétrica complexa, permeabilidade magnética complexa, constante de atenuação e perda de retorno são algumas características que podem ser analisadas para caracterizar a qualidade do absorvedor.

As HIS são algumas vezes mencionadas como metamateriais, por apresentarem características atípicas dentro de certa faixa de frequência. Nesse caso, elas são caracterizadas como metasuperfícies. Nos 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.

Logo, é possível projetar absorvedores eletromagnéticos ultrafinos que apresentem diferentes bandas de absorção e faixas de frequência de aplicação [18].

3.3 Síntese do capítulo

O capítulo apresenta os principais tipos de materiais e estruturas utilizadas em projetos de absorvedores de ondas eletromagnéticas. Pode-se perceber que de acordo com o tipo e a forma de construção, é possível configurar certos parâmetros eletromagnéticos. São realizadas algumas análises gráficas para mostrar e entender o comportamento de alguns parâmetros como a permissividade e a permeabilidade para certas configurações de projetos.

A parte resistiva do absorvedor utilizado nesta tese é composto por materiais resistivos do tipo níquel-fósforo (NiP - *Nickel Phosphorous*) cuja característica da placa é OhmegaPly 1A50PT (35 *micron* – 50 *ohms/sq*). O material é uma liga metálica que é eletrodepositada sobre a folha de cobre. A combinação de liga metálica NiP / folha de cobre de filme fino é chamada OhmegaPly RCM (*Resistor-Material Conductor*). O RCM é laminado para um material dielétrico, como qualquer outra folha de cobre, e processado subtrativamente para produzir circuitos de cobre e resistores planares. O material resistivo de película fina de NiP é usado como um absorvedor eletromagnético em numerosas aplicações. O conceito tem sido praticado desde os primórdios do Radar utilizando Materiais Absorvedores de Radar (RAM), Cartões Resistivos (R-cards), Superfícies de Alta Impedância (HIS - *High Impedance Surface*) e Superfícies seletivas em frequência.

Capítulo 4

Métodos de Análise

4.1 Método dos circuitos equivalentes

Para projetar uma superfície seletiva de frequência, dois caminhos geralmente são utilizados: método de cálculo numérico e análise pelo método do circuito equivalente conforme apresentado por [2]. O cálculo numérico está relacionado a questão das iterações e passos, enquanto que o método de circuito equivalente relaciona como devem ser quantificados os efeitos eletromagnéticos.

A análise de comportamentos eletromagnéticos é realizada por diversas técnicas como técnicas numéricas e métodos de ondas completas. Em se tratando de métodos de onda completa, é possível obter resultados precisos e explícitos de matrizes e as distribuições de campos elétricos. No entanto, utilizando esses métodos, de maneira geral, as técnicas consomem muito tempo devido a discretização da malha, mesmo com problema relativamente simples, levando horas em algumas situações, e por isso precisa de poderosas facilidades computacionais para implementar. Nos dias de hoje, o processamento dos computadores melhorou bastante, mas mesmo assim, para alguns tipos de estruturas, há uma lentidão em termos de simulação. Todo esse desempenho pelo método de onda completa é devido a utilização das equações de Maxwell, sem quaisquer aproximações matemáticas terem sido consideradas inicialmente [78]. Além disso, uma vez que estes métodos oferecem informação limitada sobre os elementos do circuito equivalente, identificar e analisar a forma como a estrutura pode ser modificada para melhorar ou alcançar um objetivo ou determinar especificações por parte dos projetistas torna-se um desafio [79].

O método de circuitos equivalentes permite ser uma solução alternativa. O arranjo de FSS pode ser visto como circuitos LC, cuja estrutura e parâmetros são baseados na forma e tamanho da FSS. Circuito equivalente é um método comumente usado para

determinar frequência de ressonância de muitas FSS, especialmente os arranjos com formas geométricas convencionais. Embora não seja tão preciso quanto os resultados pelos métodos de onda completa, sugere aos projetistas uma forma de ajuste dos parâmetros, de modo a atender a demanda de pesquisa. Logo, os projetistas podem substituir os processos de simulação que consomem muito tempo [80].

O desenvolvimento de circuitos equivalentes para estruturas periódicas inicia-se na representação do circuito de um arranjo infinito, de fitas condutoras paralelas [34]. Marcuvitz fez o desenvolvimento matemático dos parâmetros do circuito. No entanto o primeiro a aplicar o conceito em FSS foi Anderson em [81] e, posteriormente, Langley & Parker [22],[23] e [82] desenvolveram o método. Segundo Marcuvitz, a presença de uma descontinuidade na estrutura resulta em descontinuidade nos campos dos modos propagantes nos terminais de uma dada estrutura. Descontinuidades de um campo ou tensão-corrente podem ser representadas por um conjunto de circuitos equivalentes como apresentado em [34]. A determinação teórica dos parâmetros dos circuitos equivalentes requer métodos matemáticos que se encontram dentro da esfera da engenharia de micro-ondas. Os parâmetros de um arranjo infinito de fitas condutoras paralelas são encontrados após o desenvolvimento matemático das condições de contorno ou problemas de campo [34].

Na Figura 4.1 é mostrado o circuito equivalente para incidência TE, em que as fitas condutoras estão paralelas ao campo elétrico e cujas dimensões são caracterizadas por ter uma espessura nula, uma largura w , periodicidade p e um ângulo ϕ o qual a onda plana incide, conforme detalhado em [34]. Essa configuração indica que o circuito equivalente é uma simples indutância. Segundo [81], uma vez que $t \ll w$, o efeito da espessura sobre a reatância indutiva pode ser desprezado.

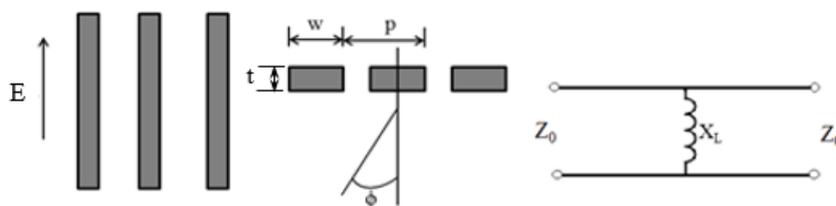


Figura 4.1: Parâmetros de incidência no modo TE (da esquerda para a direita) - Fitas condutoras paralelas ao campo elétrico, ângulo de incidência e circuito equivalente, respectivamente.

Fonte: [83].

A reatância indutiva normalizada é calculada como:

$$\frac{X_L}{Z_0} = F(p, w, \lambda, \phi) = \frac{p \cos \phi}{\lambda} \left\{ \ln \left[\csc \left(\frac{\pi w}{2p} \right) \right] + G(p, w, \lambda, \phi) \right\} \quad (4.1)$$

O termo G é um fator de correção que permite que as respostas de transmissão sejam modeladas para ângulos de incidência oblíqua. Esse termo é calculado como:

$$G(p, w, \lambda, \phi) = \frac{0,5(1 - \beta^2)^2 \left[\left(1 - \frac{\beta^2}{4}\right) (A_+ - A_-) + 4\beta^2 A_+ A_- \right]}{\left(1 - \frac{\beta^2}{4}\right) \beta^2 \left(1 + \frac{\beta^2}{2} - \frac{\beta^4}{8}\right) (A_+ - A_-) + 2\beta^6 A_+ A_-} \quad (4.2)$$

$$A_{\pm} = \frac{1}{\sqrt{1 \pm \frac{2p \operatorname{sen} \phi}{\lambda} - \left(\frac{p \cos \phi}{\lambda}\right)^2}} - 1 \quad (4.3)$$

$$\beta = \operatorname{sen} \left(\frac{\pi w}{2p} \right) \quad (4.4)$$

Os termos β e A_{\pm} geralmente não são nomeados na literatura, são apenas representações de expressões, no intuito de simplificar, mostrar uma equação mais compacta. Para a incidência no modo TM, o vetor campo magnético incidente é paralelo às fitas condutoras e incide com um ângulo θ . As fitas têm periodicidade p , espaçadas de g , conforme ilustrado na Figura 4.2. Essa representação do campo sobre a fita condutora é associada a um capacitor como circuito equivalente.

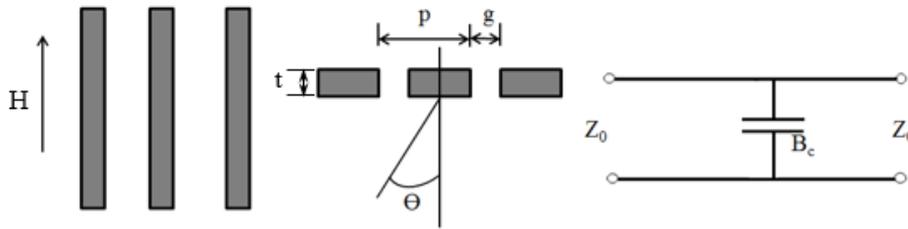


Figura 4.2: Parâmetros de incidência no modo TM (da esquerda para a direita) - Fitas condutoras paralelas ao campo magnético, ângulo de incidência e circuito equivalente, respectivamente.

Fonte: [83].

A susceptância capacitiva normalizada é dada por:

$$\frac{B_C}{Z_0} = 4F(p, w, \lambda, \theta) = \frac{4p \cos \theta}{\lambda} \left\{ \ln \left[\csc \left(\frac{\pi w}{2p} \right) \right] + G(p, w, \lambda, \theta) \right\} \quad (4.5)$$

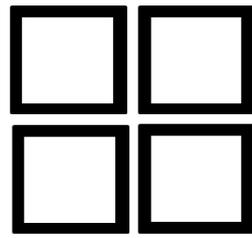
As Equações (4.1) a (4.5) são as equações fundamentais na modelagem das estruturas. Nas formulações elas são normalizadas, como pode ser visto pela divisão por Z_0 . É a partir delas que são ponderados os valores de reatância e susceptância em cada circuito equivalente. Elas são válidas para comprimentos de onda e ângulos de incidência θ no intervalo:

$$\frac{p(1 + \sin \theta)}{\lambda} < 1 \quad (4.6)$$

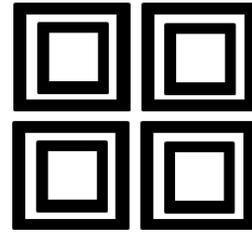
Elas também são válidas apenas para ondas planas incidentes, TE ou TM e não podem ser usadas para modelar os efeitos da polarização cruzada em FSS [1].

A modelagem do circuito equivalente para FSS pode ser implementado com pouco recurso computacional quando comparados aos métodos de análise de onda completa e, portanto, é útil para prever com rapidez o desempenho das estruturas. A modelagem também proporciona uma visão física e útil sobre o modo como funciona a FSS quando seus parâmetros são alterados.

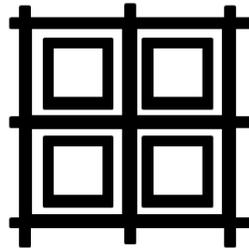
Alguns circuitos equivalentes já foram obtidos: espira quadrada (*Square Loop*) por Langley & Parker [22], espira quadrada dupla (*Double Square Loop*) por Langley & Parker [23], espira quadrada com grade (*Gridded Square Loop*) por Lee & Langley [82] e cruz de Jerusalém (*Jerusalem Cross*) em [84]. Suas geometrias e circuitos equivalentes estão ilustrados na Figura 4.3.



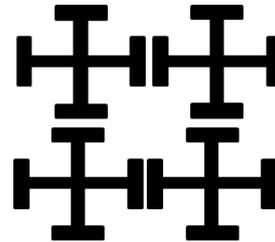
Espira quadrada



Espira quadrada dupla

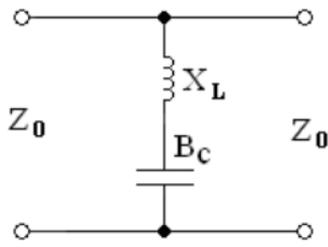


Espira quadrada com grade

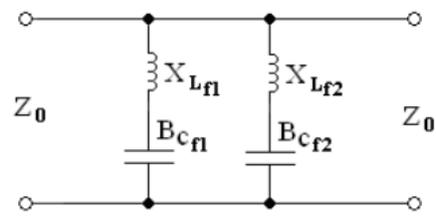


Cruz de Jerusalém

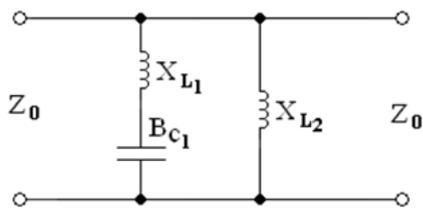
(a)



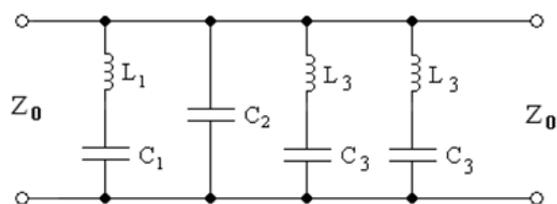
Espira quadrada



Espira quadrada dupla



Espira quadrada com grade



Cruz de Jerusalém

(b)

Figura 4.3: a) Exemplos das geometrias, b) Circuitos equivalentes.

Fonte: [7].

4.2 FSS absorve-transmite com geometria espira quadrada

A Figura 4.4 ilustra a estrutura do primeiro absorvedor. No primeiro plano é mostrada a FSS resistiva com geometria espira quadrada e atrás temos a mesma geometria, no entanto, numa FSS condutiva.

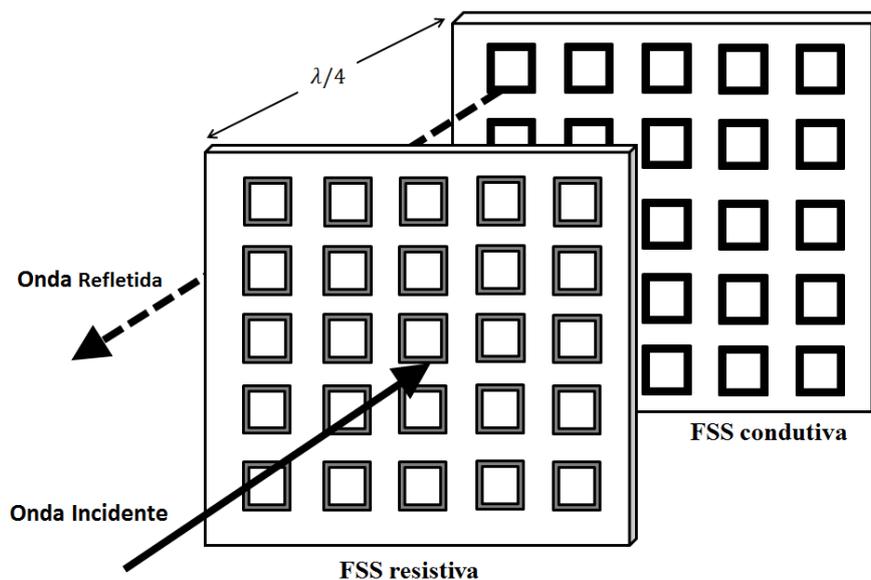


Figura 4.4: Estrutura absorve-transmite composta por superfícies seletivas em frequência com geometria espira quadrada.

Fonte: Autor.

4.2.1 Modelagem para a FSS condutiva espira quadrada

A modelagem para a geometria da espira quadrada foi desenvolvida em [22]. A Figura 4.5 mostra a FSS condutiva com o arranjo da espira quadrada apresentando os parâmetros de periodicidade p , lacuna de espaçamento g , largura da fita w_2 , comprimento da fita d e a espessura do dielétrico h_2 .

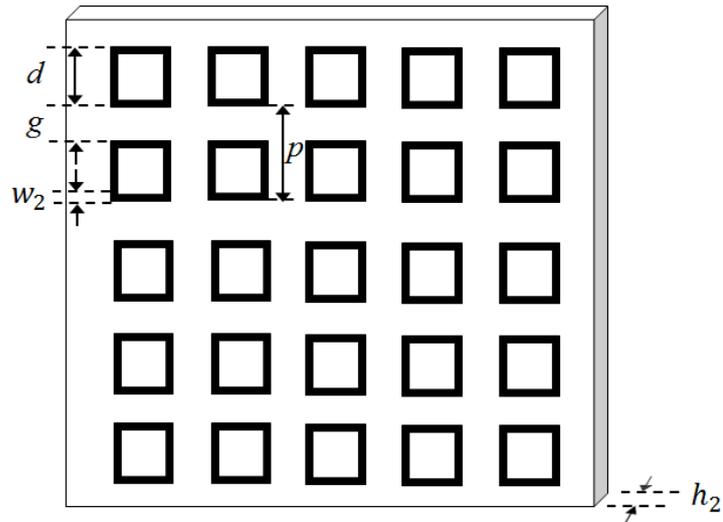


Figura 4.5: Arranjo periódico da espira quadrada condutiva e seus parâmetros físicos.

Fonte: Autor.

Como apresentado nas Figura 4.3 (a) e 4.3 (b), a geometria espira quadrada pode ser representada por um circuito LC série, conforme é mostrado na Figura 4.6.

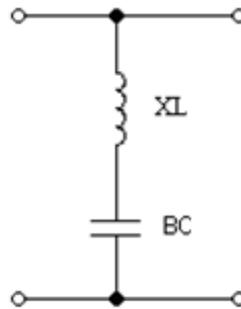


Figura 4.6: Circuito equivalente proposto para dipolo cruzado.

Fonte: Autor.

Os parâmetros do circuito equivalente para a espira quadrada são expressos em (4.7) e (4.8) em que a função F é dada em (4.1).

$$\frac{X_L}{Z_0} = \left(\frac{d}{p}\right) F(p, 2w, \lambda, \phi) \quad (4.7)$$

$$\frac{B_C}{Z_0} = 4 \left(\frac{d}{p}\right) \epsilon_r F(p, 2w, \lambda, \theta) \quad (4.8)$$

4.2.2 Modelagem para a FSS resistiva espira quadrada

Uma outra formulação é utilizada para a estrutura resistiva. De uma forma geral, uma resistência (R_s) é acrescentada na modelagem das estruturas. Em [85] utilizaram-se de uma modelagem um pouco diferente, no entanto, proveniente da mesma linha de equações desenvolvidas em [34]. A Figura 4.7 mostra o arranjo da espira quadrada representado para a FSS resistiva apresentando os parâmetros de periodicidade p , lacuna de espaçamento g , largura da fita w_1 , comprimento da fita d e a espessura do dielétrico h_1 .

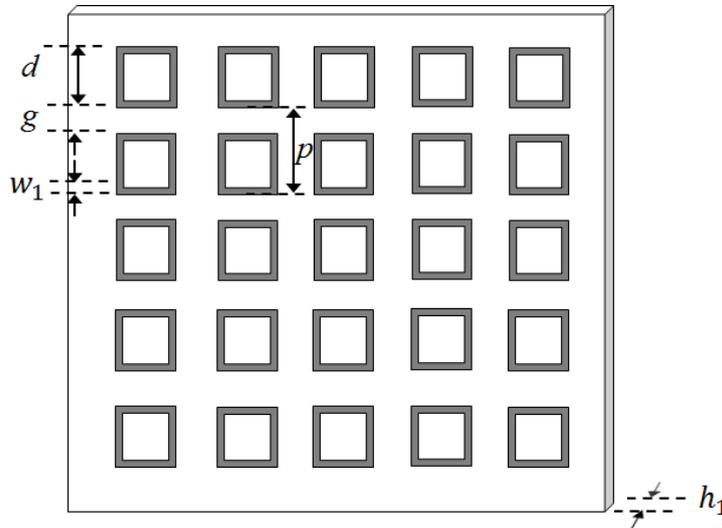


Figura 4.7: Arranjo periódico da espira quadrada resistiva e seus parâmetros físicos.

Fonte: Autor.

Para o modo TM, temos:

$$Z = (R + jX_C) \sec\theta \quad (4.9)$$

$$\left(\frac{X_C}{Z}\right)^{-1} = \frac{4p}{\lambda} \left[\ln \sec \psi + \frac{Q \sin^4 \psi}{1 + Q \cos^4 \psi} + \left(\frac{p}{4\lambda}\right)^2 (1 - 3 \cos^2 \psi)^2 \sin^4 \psi \right] \quad (4.10)$$

Para o modo TE, temos:

$$Z = (R + jX_L) \sec\theta \quad (4.11)$$

$$\left(\frac{X_L}{Z}\right) = \frac{p}{\lambda} \left[\ln \csc \psi + \frac{Q \cos^4 \psi}{1 + Q \sin^4 \psi} + \left(\frac{p}{4\lambda}\right)^2 (1 - 3 \sin^2 \psi)^2 \cos^4 \psi \right] \quad (4.12)$$

Em que:

$$Q = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{p}{\lambda}\right)^2}} - 1 \quad (4.13)$$

$$R = \left(\frac{p}{w}\right) R_s \quad (4.14)$$

R_s é a resistência superficial do material utilizado como superfície resistiva.

$$\psi = \frac{\pi w}{2p} \quad (4.15)$$

Os termos Q e ψ de (4.13) e (4.15) não são nomeados em nenhuma literatura, são apenas representações de expressões, no intuito de simplificar, mostrar uma equação mais compacta semelhante a (4.2), (4.3) e (4.4).

Os coeficientes utilizados serão os mesmos utilizados na modelagem inicial do absorvedor dipolo cruzado.

Resistência superficial

Para obter a melhor resistência superficial a partir do circuito equivalente, deve ser definida uma relação entre a resistência do circuito equivalente e a resistência superficial da FSS. A resistência superficial ótima da camada com perdas seria exatamente igual se o revestimento da tinta fosse uniforme. Como a camada não é uniforme, como no caso das geometrias utilizadas convencionalmente nas FSS, a resistência da superfície depende não apenas dos parâmetros como a espessura e constante dielétrica do substrato, mas depende principalmente da forma da célula unitária. Em particular, a área de superfície de dispersão por unidade de célula é maior no modelo de folha uniforme do que o dispersor físico.

O cálculo da resistência a ser utilizada na FSS resistiva em (4.9) e (4.11), utiliza-se da área total da célula unitária da placa da FSS e da área total ocupada pela resistência superficial, ou seja, a área da geometria feita pelo material resistivo.

$$R \approx R_s \frac{S}{A} \quad (4.16)$$

Em que $S = p^2$ em que p é a periodicidade da FSS, R_s é a resistência superficial do material da estrutura resistiva e A é a área do elemento resistivo dentro da célula unitária. É importante ressaltar que a área para geometrias que não são de interior sólido, são aquelas representadas apenas pela área de superfície do elemento ao longo da direção do campo elétrico [18].

A equação (4.16) é mais apropriada para ser utilizada quando comparada com (4.14) pois é mais específica em termos de geometria, observando que (4.14) é adequada ao nível de grades resistivas.

Coefficiente de transmissão e reflexão

As fórmulas para os coeficientes de transmissão e de reflexão são encontradas em [86]. São mostradas fórmulas para coeficientes de reflexão e transmissão para camadas planas de materiais resistivos. O coeficiente de reflexão é dado por:

$$\Gamma = \frac{Z_0}{Z_0 + 2Z} \quad (4.17)$$

O coeficiente de transmissão é dado por:

$$T = \frac{2Z}{Z_0 + 2Z} \quad (4.18)$$

No geral, a impedância é formada pela reatância equivalente entre os componentes indutivos e capacitivos, dependendo do circuito equivalente, somado à resistência R de (4.16).

4.3 FSS absorve-transmite com geometria dipolo cruzado

A Figura 4.8 ilustra a estrutura do segundo absorvedor. No primeiro plano temos a FSS resistiva com geometria dipolo cruzado e atrás temos a mesma geometria, entanto, numa FSS condutiva.

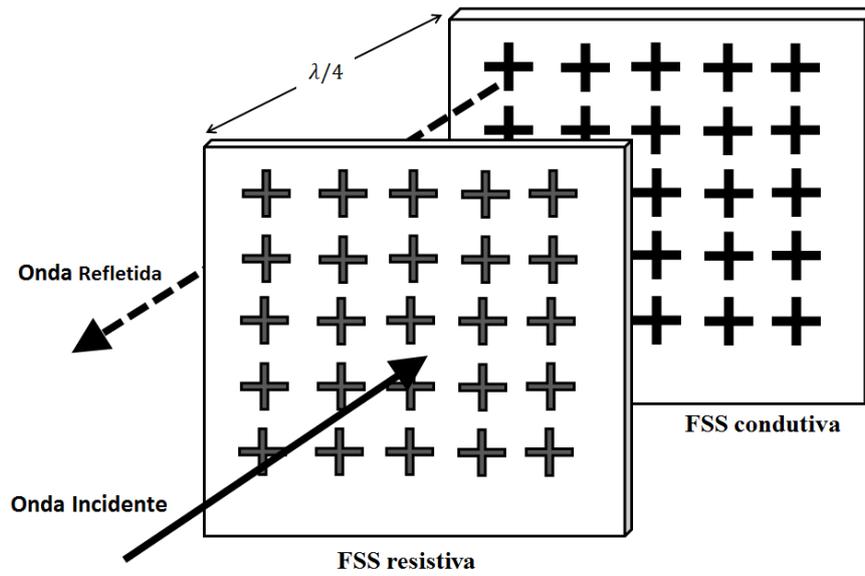


Figura 4.8. Absorvedor do tipo absorve-transmite com geometria dipolo cruzado.

Fonte: Autor.

4.3.1 Modelagem para a FSS condutiva dipolo cruzado

A modelagem para a geometria do dipolo cruzado foi desenvolvida em [87]. A Figura 4.9 mostra a FSS condutiva com o arranjo da espira quadrada apresentando os parâmetros de periodicidade p , lacuna de espaçamento g , espessura w_2 , largura da fita d e a espessura do dielétrico h_2 . A Figura 4.10 mostra o circuito equivalente e os parâmetros mais especificamente.

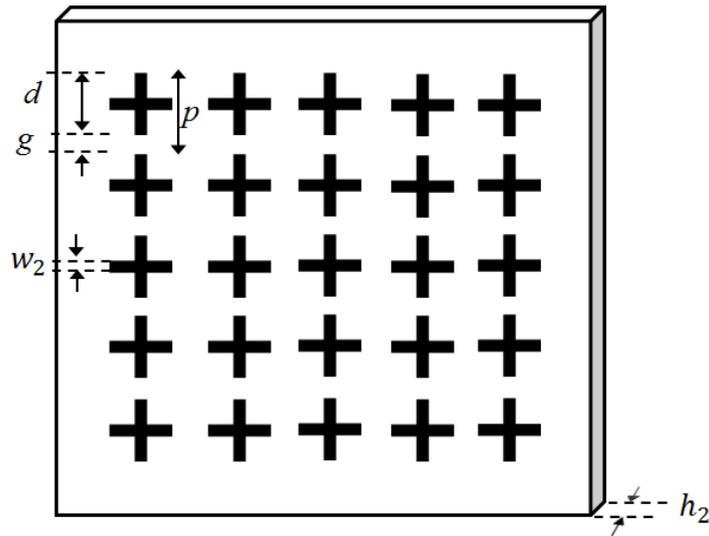


Figura 4.9: Arranjo periódico da espira quadrada condutiva e seus parâmetros físicos.

Fonte: Autor.

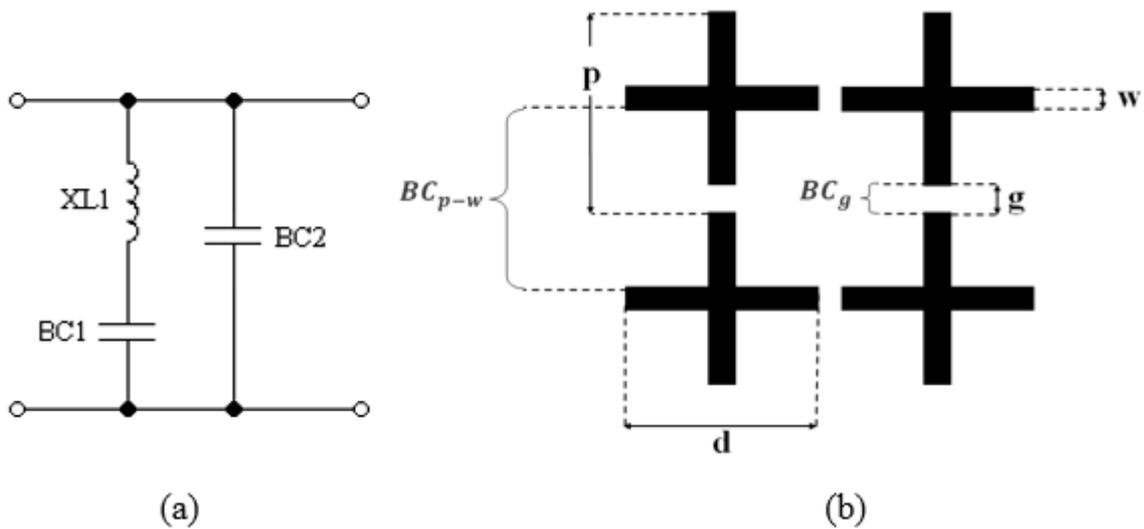


Figura 4.10: (a) Circuito equivalente proposto para dipolo cruzado, (b) Localização na geometria do dipolo cruzado do BC_{p-w} e BC_g que formam BC_2 .

Fonte: Autor.

O valor da reatância indutiva normalizada é calculado como:

$$\frac{X_L}{Z_0} = 1,3 F(p, w, \lambda, \phi) \quad (4.19)$$

A susceptância BC_1 é calculada como:

$$BC_1 = 0,17 \epsilon_{ref} BC_g \quad (4.20)$$

em que:

$$BC_g = 4F(p, g, \lambda, \theta) \quad (4.21)$$

A susceptância capacitiva BC_2 é responsável pela configuração assimétrica do coeficiente transmissão e do coeficiente de reflexão. BC_2 é formada pela soma de BC_{p-w} e BC_g :

$$BC_2 = 0,12\varepsilon_{ref}(BC_{p-w} + BC_g) \quad (4.22)$$

$$BC_{p-w} = 4F(p, p-w, \lambda, \theta) \quad (4.23)$$

A admitância é calculada como:

$$Y = \frac{1}{X_L - \frac{1}{BC_1}} - \frac{1}{\frac{1}{BC_2}} \quad (4.24)$$

A potência transmitida, o coeficiente de transmissão, a potência refletida e o coeficiente de reflexão são dados por:

$$P_t = \frac{1}{1 + 0,25Y^2} \quad (4.25)$$

$$C_t = \sqrt{P_t} \quad (4.26)$$

$$P_r = 1 - P_t \quad (4.27)$$

$$C_r = \sqrt{P_r} \quad (4.28)$$

Um importante detalhe que deve ser observado na modelagem das estruturas de FSS por circuitos equivalentes é a questão da altura do substrato dielétrico relativo à constante dielétrica. Sabe-se que a altura do dielétrico permite variar a frequência de ressonância do filtro. Se for utilizado a constante dielétrica efetiva do material na programação ela não proporcionará as alterações que ocorrem devido a variação da altura do dielétrico. Logo, o seu valor deverá ser alterado em função da altura do substrato. De acordo com [88], a fórmula para a permissividade elétrica equivalente é dada por (4.29):

$$\varepsilon_{eq} = \varepsilon_r + (\varepsilon_r - 1) \left[\frac{-1}{e^N(x)} \right] \quad (4.29)$$

Em que:

$$x = \frac{10t}{\lambda_0} \quad (4.30)$$

Onde t corresponde à altura do substrato, λ_0 corresponde à periodicidade p e N é um fator exponencial que leva em conta a inclinação da curva da permissividade elétrica equivalente.

Este parâmetro varia de acordo com as diferentes formas de FSS. No caso de um arranjo do tipo *patch*, o valor é $N = 1,3$ ($N = 1,8$ para cruz e anel).

Para a modelagem inicial da geometria dipolo cruzado foi utilizado a seguinte equação para a permissividade elétrica efetiva:

$$\epsilon_{ref} = \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} \quad (4.31)$$

4.3.2 Modelagem para a FSS resistiva dipolo cruzado

A Figura 4.11 mostra o arranjo da geometria dipolo cruzado representado para a FSS resistiva apresentando os parâmetros de periodicidade p , lacuna de espaçamento g , largura da fita w_1 , comprimento da fita d e a espessura do dielétrico h_1 .

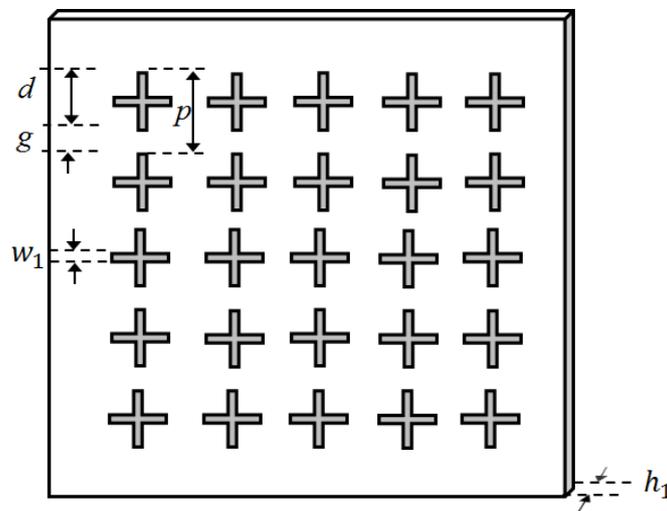


Figura 4.11: Arranjo periódico da espira quadrada resistiva e seus parâmetros físicos.

Fonte: Autor.

A modelagem da FSS resistiva do dipolo cruzado utilizará as mesmas equações base da modelagem da FSS espira quadrada (4.9) a (4.12), apenas sendo modificados os coeficientes, os quais inicialmente serão os mesmo da modelagem da FSS condutiva. O mesmo vale para o parâmetro da resistência superficial.

4.4 Matriz de Espalhamento

Um circuito ou dispositivo de micro-ondas pode ser estudado a partir da contribuição de ondas incidentes, refletidas e transmitidas. As grandezas mais facilmente mensuráveis em micro-ondas são os coeficientes de onda estacionária, as posições de mínimo e máximo de um diagrama de onda estacionária, potência etc. A maioria dos meios, dispositivos e sistemas passivos são descritos por equações lineares. Isso permite a identificação de fatores que facilitem a análise, os cálculos, as interpretações dos resultados e o emprego do princípio da superposição ou da linearidade [89].

Neste trabalho uma FSS condutiva será cascadeada com uma FSS resistiva afim de obter características de absorção. A interação entre essas estruturas pode ser calculada usando a matriz de espalhamento, podendo haver N estruturas cascadeadas, conforme mostrado na Figura 4.12. Para a n ésima superfície, sua localização é referida como $Z=d_1+d_2+\dots+d_{n-1}$. Os coeficientes de transmissão e de reflexão de cada superfície são dados por T_n e R_n [90].

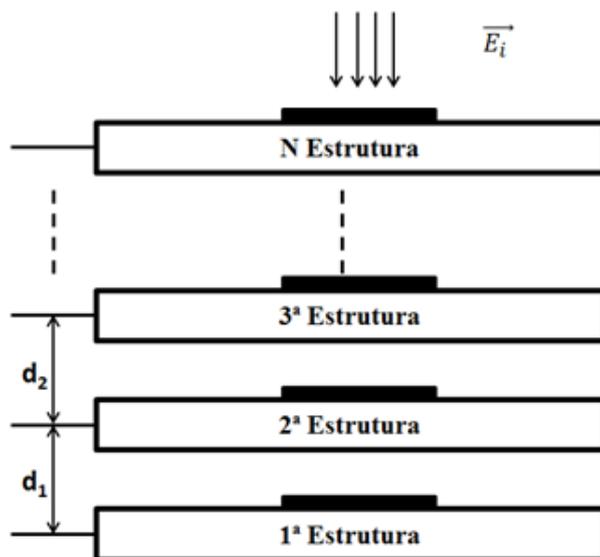


Figura 4.12: Cascadeamento de N FSS.

Fonte: [90].

Para ser um valor exato, as matrizes teriam que ser de ordem infinita. No entanto, será utilizado o *one mode interaction*. Significa dizer que, ao invés de utilizar o lóbulo principal (*main beam*) e os lóbulos laterais (*grating lobes*), será utilizado apenas o modo

fundamental. Os lóbulos laterais correspondem ao duplo somatório das Séries de Fourier utilizado em estruturas periódicas, chamado de Teorema de Floquet para espaços harmônicos [90].

Usando a iteração do *one mode*, o resultado final para os coeficientes de transmissão e reflexão para a estrutura cascadeada, ou seja, os coeficientes de transmissão e reflexão totais após o cascadeamento das FSS, são:

$$T = A - (BC/D) \quad (4.32)$$

$$R = -(C/D) \quad (4.33)$$

Os termos (A, B, C, D) são calculados através dos passos seguintes. Primeiro, para cada FSS, determina-se uma matriz de espalhamento $\bar{\bar{S}}_n$ de ordem 2×2 , sendo:

$$\bar{\bar{S}}_n = \begin{vmatrix} T_n \left(1 - \frac{R_n^2}{T_n}\right) & \frac{R_n}{T_n} e^{j2kl_n} \\ -\frac{R_n}{T_n} e^{-j2kl_n} & \frac{1}{T_n} \end{vmatrix} \quad (4.34)$$

Então, os termos A, B, C e D são encontrados como:

$$\begin{vmatrix} A & B \\ C & D \end{vmatrix} = \bar{\bar{S}}_n \bar{\bar{S}}_{n-1} \dots \bar{\bar{S}}_3 \bar{\bar{S}}_2 \bar{\bar{S}}_1 \quad (4.35)$$

Para um caso especial de $N=2$, os coeficientes de transmissão e reflexão são mostrados em (4.36) e (4.37), respectivamente:

$$T = \frac{T_1 T_2}{1 - R_1 R_2 e^{-j2kd_1}} \quad (4.36)$$

$$R = R_1 + \frac{T_1^2 R_2}{1 - R_1 R_2 e^{-j2kd_1}} e^{-j2kd_1} \quad (4.37)$$

Com relação as Equações (4.32) e (4.33), o resultado final é independente da posição horizontal relativa das FSS, ou seja, contanto que os espaçamentos entre as FSS

sejam mantidos, as equações continuam válidas mesmo quando as FSS são deslizadas ou rotacionadas em seus respectivos planos horizontais [11]. Outra questão a ser considerada é a distância entre as FSS. Distâncias muito pequenas podem levar ao acoplamento entre as FSS, comprometendo a validade de (4.32) e (4.33). Em aplicações práticas, deslizamento ou rotação podem ser usados para supressão de harmônicos de ordem superior e/ou polarização cruzada [90].

4.5 Método alternativo

Numa configuração em que é considerado um dielétrico p de lado dz e ϵ_r/μ_r as características eletromagnéticas, uma onda planar chegando com um ângulo de θ , a matriz de transferência é dada por [91]-[92]:

$$[T_p] = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\alpha_p) & jZ_{cp}\text{sen}(\alpha_p) \\ \frac{j}{Z_{cp}}\text{sen}(\alpha_p) & \cos(\alpha_p) \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

A configuração dessa matriz é a mesma configuração utilizada os parâmetros ABCD em circuitos de duas portas para o caso de uma linha de transmissão. Os parâmetros descrevem basicamente a relação das correntes e tensão enviadas e recebidas.

Sendo o ângulo complexo:

$$\alpha_p = \frac{2\pi\sqrt{\epsilon_{rp}\mu_{rp}}}{\lambda} dz_p \cos \theta_p \quad (4.39)$$

Usando a notação de admitância, nós temos o produto de três matrizes:

$$[T_p] = \frac{1}{2Y_{cp}} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ Y_{cp} & Y_{cp} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j\alpha_p} & 0 \\ 0 & e^{-j\alpha_p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_{cp} & 1 \\ -Y_{cp} & 1 \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

Desenvolvendo (4.40), iremos multiplicar as duas primeiras matrizes. Assim:

$$[T_p] = \frac{1}{2Y_{cp}} \begin{bmatrix} e^{j\alpha_p} & -e^{-j\alpha_p} \\ Y_{cp}e^{j\alpha_p} & Y_{cp}e^{-j\alpha_p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_{cp} & 1 \\ -Y_{cp} & 1 \end{bmatrix} \quad (4.41)$$

Multiplicando as duas matrizes restantes, temos:

$$[T_p] = \frac{1}{2Y_{cp}} \begin{bmatrix} Y_{cp}e^{j\alpha_p} + Y_{cp}e^{-j\alpha_p} & e^{j\alpha_p} - e^{-j\alpha_p} \\ (Y_{cp})^2 e^{j\alpha_p} - (Y_{cp})^2 e^{-j\alpha_p} & Y_{cp}e^{j\alpha_p} + Y_{cp}e^{-j\alpha_p} \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

Usando a identidade de Euler, temos que:

$$[T_p] = \frac{1}{2Y_{cp}} \begin{bmatrix} Y_{cp}[\cos(\alpha_p) + j\text{sen}(\alpha_p) + \cos(\alpha_p) - j\text{sen}(\alpha_p)] & \cos(\alpha_p) + j\text{sen}(\alpha_p) - \cos(\alpha_p) + j\text{sen}(\alpha_p) \\ (Y_{cp})^2 (\cos(\alpha_p) + j\text{sen}(\alpha_p) - \cos(\alpha_p) + j\text{sen}(\alpha_p)) & Y_{cp}[\cos(\alpha_p) + j\text{sen}(\alpha_p) + \cos(\alpha_p) - j\text{sen}(\alpha_p)] \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

Obtemos:

$$[T_p] = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2 \cos(\alpha_p) & j2Z_{cp} \operatorname{sen}(\alpha_p) \\ \frac{j}{Z_{cp}} 2 \operatorname{sen}(\alpha_p) & 2 \cos(\alpha_p) \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

Pode-se observar que (4.40) será igual a (4.38). As equações foram confirmadas em [91].

É importante destacar que está faltando a multiplicação de 1/2 na equação (4.40) em [91]-[92] para que possa corresponder a equação (4.38). A matriz T de um absorvedor de ondas eletromagnéticas feita de N camadas dielétricas é dado pelo produto de cada matriz individual T:

$$[T] = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \prod_{p=1}^N T_p = \prod_{p=1}^N \begin{bmatrix} \cos \alpha_p & jZ_{cp} \sin \alpha_p \\ \frac{1}{Z_{cp}} \sin \alpha_p & \cos \alpha_p \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

Incluindo a notação de admitância, isso leva a:

$$[T] = \frac{1}{Y_{cN}} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ Y_{c1} & Y_{c1} \end{bmatrix} \left(\prod_{p=1}^N \begin{bmatrix} e^{j\alpha_p} & 0 \\ 0 & e^{-j\alpha_p} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} Y_{cN} & 1 \\ -Y_{cN} & 1 \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

Que pode ser escrita como:

$$[T] = \frac{1}{Y_{cN}} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ Y_{c1} & Y_{c1} \end{bmatrix} \left(\prod_{p=1}^N \begin{bmatrix} e^{j(\sum_{p=1}^N \alpha_p)} & 0 \\ 0 & e^{-j(\sum_{p=1}^N \alpha_p)} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} Y_{cp} & 1 \\ -Y_{cp} & 1 \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

Se for considerado que a camada é muito pequena, o somatório é dado pela integração do ângulo α_p de $z=0$ a $z=h$:

$$\sum_{p=1}^N \alpha_p = \int_0^h \alpha(z) dz \quad (4.48)$$

A matriz T global é dada por:

$$[T] = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Phi & \frac{j}{Y_{c1}} \sin \Phi \\ jY_{c1} \sin \Phi & \frac{Y_{c1}}{Y_{cN}} \cos \Phi \end{bmatrix} \quad (4.49)$$

Como ângulo complexo:

$$\Phi = \frac{2\pi}{\lambda} \int_0^D \sqrt{\epsilon_r(z)\mu_r(z) - \sin^2 \theta} dz \quad (4.50)$$

A camada absorvedora é colocada em frente a camada dielétrica com uma impedância característica conhecida como Z_{cN+1} . Essa impedância efetiva na frente da camada dielétrica é dada por:

$$Z_{eff} = \frac{T_{11}Z_{cN+1} + T_{12}}{T_{22} + T_{21}Z_{cN+1}} \quad (4.51)$$

Com $Z_{ar} = 120 \pi \Omega$ a impedância característica do ar, é possível deduzir o coeficiente de reflexão como:

$$\Gamma = \frac{Z_{eff} - Z_{ar}}{Z_{eff} + Z_{ar}} \quad (4.52)$$

Se a última camada é perfeitamente condutiva, (4.52) pode ser reescrita como:

$$\Gamma = \frac{T_{12} - T_{12}Z_{ar}}{T_{22} + T_{21}Z_{ar}} = -\frac{Z_{ar} - jZ_{c0} \cdot \tan \Phi}{Z_{ar} + jZ_{c0} \cdot \tan \Phi} \quad (4.53)$$

Considerando uma linha de transmissão de comprimento l e caracterizada por γ e Z_0 terminada com uma impedância de carga Z_L , conforme mostrado na Figura 4.13.

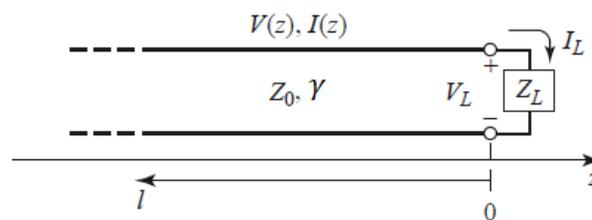


Figura 4.13: Linha de transmissão terminada com uma impedância de carga.

Fonte: [93].

Assume-se que uma onda incidente na forma de $V_0^+ = e^{-\gamma z}$ é gerada na fonte. As ondas de tensão e corrente são dadas por:

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \quad (4.54)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-\gamma z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{\gamma z} \quad (4.55)$$

A impedância da carga é dada pela relação da tensão e corrente em $z=0$.

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-} Z_0 \quad (4.56)$$

Isolando V_0^- , temos:

$$V_0^- = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} V_0^+ \quad (4.57)$$

O coeficiente de reflexão é definido pela razão entre a onda refletida e a onda incidente:

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (4.58)$$

O coeficiente de reflexão em (4.58) é o mesmo utilizado por Legendre em (4.52), no entanto o coeficiente de reflexão descrito por Munk [4] e usando por Mittra [5] e Gross [85], utilizam uma configuração de circuito equivalente mostrado na Figura 4.14.

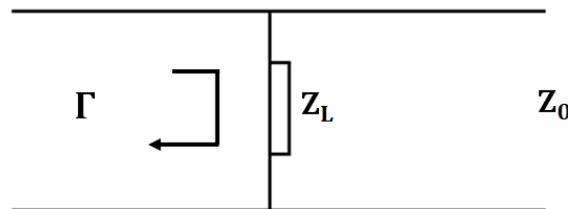


Figura 4.14: Circuito Equivalente para uma simples camada de componentes resistivos e reativos - (CA absorber).

Fonte: [2].

Utilizando (4.58) no circuito equivalente da Figura 4.14, temos:

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{(Z_L \parallel Z_0) - Z_0}{(Z_L \parallel Z_0) + Z_0} = \frac{\left(\frac{Z_L \cdot Z_0}{Z_L + Z_0}\right) - Z_0}{\left(\frac{Z_L \cdot Z_0}{Z_L + Z_0}\right) + Z_0} = \frac{\frac{Z_L \cdot Z_0 - Z_L \cdot Z_0 - Z_0^2}{Z_L + Z_0}}{\frac{Z_L \cdot Z_0 + Z_L \cdot Z_0 + Z_0^2}{Z_L + Z_0}} =$$

$$\frac{Z_L \cdot Z_0 - Z_L \cdot Z_0 - Z_0^2}{Z_L \cdot Z_0 + Z_L \cdot Z_0 + Z_0^2} = \frac{-Z_0^2}{2(Z_L \cdot Z_0) + Z_0^2}$$
(4.59)

Simplificando por Z_0 , temos:

$$\Gamma = \frac{-Z_0}{2Z_L + Z_0}$$
(4.60)

Em [86] o coeficiente de transmissão é dado por:

$$\tau = \frac{2Z_L}{2Z_L + Z_0}$$
(4.61)

Em [2] ainda é descrita a potência dissipada que é dada por:

$$\tau^2 + \Gamma^2 + P_d = 1$$
(4.62)

Utilizando (4.60), (4.61) e (4.62), a potência dissipada é dada por:

$$P_d = \frac{4Z_L Z_0}{(2Z_L + Z_0)^2}$$
(4.63)

4.6 Síntese do capítulo

Foram pesquisadas na literatura modelos que se aproximassem da modelagem de uma fita resistiva. Nas modelagens das FSS condutivas foram utilizadas equações descritas em [34] que posteriormente foram implementadas nas geometrias clássicas. As considerações e ponderações em termos dos coeficientes na modelagem de cada geometria foram realizadas. Foram mostradas as equações que regem os efeitos indutivos e capacitivos no modelo de circuito equivalente. Outras tentativas de métodos foram realizadas durante o desenvolvimento da pesquisa, mas sem sucesso, no entanto, é descrita devido a possibilidade de ser válida para outros tipos de estruturas ou material absorvedor. A modelagem para as estruturas desta tese se tornou coerente com os resultados medidos encontrados na literatura. Ao final são mostrados os cálculos para se encontrar o coeficiente de reflexão utilizado na FSS resistiva assim como o cálculo da potência dissipada.

Capítulo 5

Resultados

5.1 Introdução

Para validação da técnica numérica proposta, foi desenvolvido um algoritmo baseado nas equações apresentadas no Capítulo 4 (ver apêndice A e B). Os resultados obtidos pelo presente método são apresentados e comparados com quatro outros projetos de estruturas do tipo absorve-transmite, das quais, duas foram projetadas no desenvolvimento da tese.

Os equipamentos utilizados na medição foram duas antenas cornetas modelo SAS-571 de 700 MHz a 18 GHz, um analisador de redes vetorial da Agilent Technologies, modelo N5071C, atuando na faixa de 300 kHz a 20 GHz (com seus devidos cabos coaxiais) e um suporte (1,10 m x 0,80 m) composto por estruturas absorvedoras nas bordas para evitar a influência do efeito das bordas nas medições, conforme mostrado na Figura 5.1.

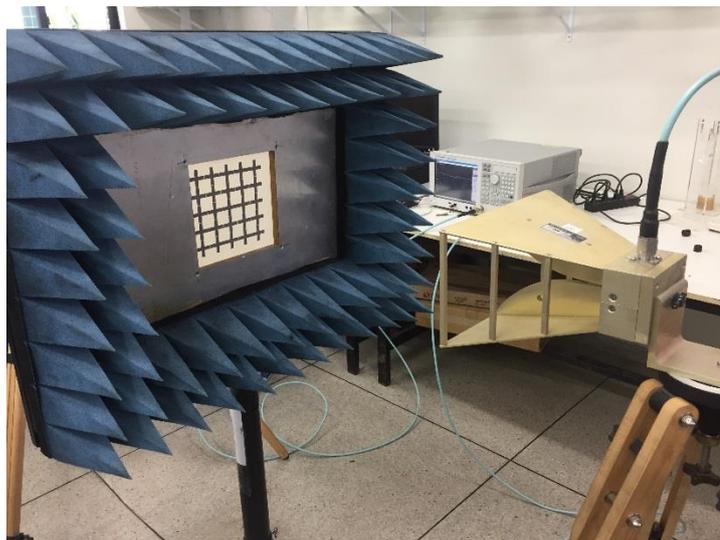


Figura 5.1: Suporte para as FSS absorve-transmite com os absorvedores piramidais.

Para o caso das medições, os valores de referência que são inerentes aos equipamentos e sistemas, foi utilizado o *setup* da Figura 5.2 (a) e 5.2 (b), com e sem uma placa de cobre, respectivamente para medições de referência. Na Figura 5.2 (a) é a configuração para medições de coeficiente de transmissão (por isso quadro vazio) e na Figura 5.2 (b) para as medições de reflexão (motivo da placa de metal). Essas medidas de referências serão posteriormente descontadas das medições dos absorvedores.

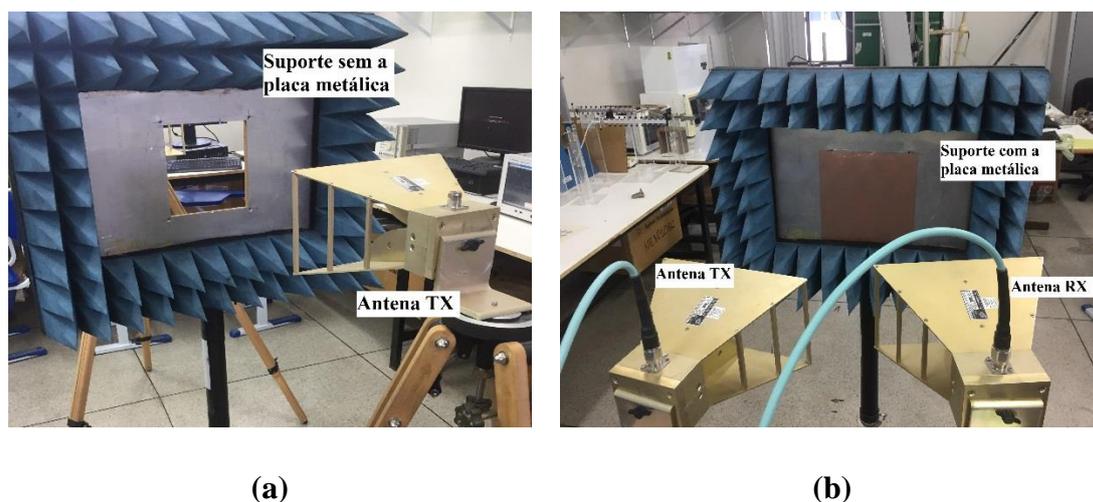


Figura 5.2. Setup de medição: (a) sem e (b) com placa de cobre.

Na Figura 5.3 é mostrado apenas um exemplo de um *setup* para medição do coeficiente de transmissão. Por trás do suporte com os absorvedores piramidais foi posicionada a antena corneta receptora.



Figura 5.3. Setup para medição do S_{21} .

Na Figura 5.4 é mostrado apenas um exemplo de um setup para a medição do parâmetro do S_{11} . As antenas cornetas estão um do lado da outra nessa configuração.

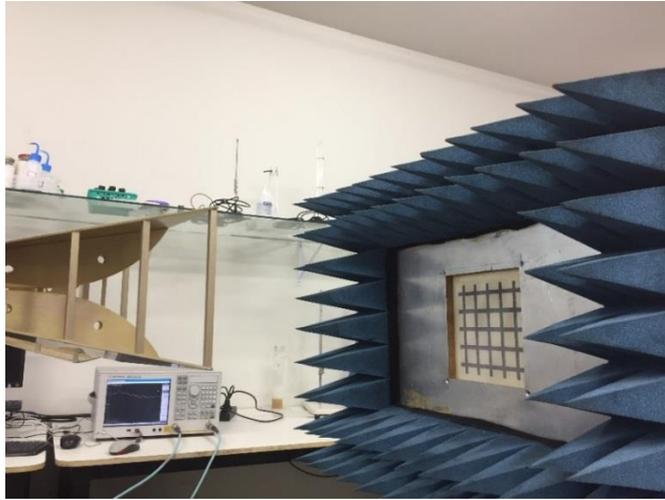


Figura 5.4: *Setup* para simulação da medição do S_{11} .

5.2 FSS do tipo absorve-transmite - Espira quadrada

Para o primeiro projeto de FSS do tipo absorve-transmite com geometria espira quadrada temos as seguintes dimensões: $w_1 = 0,4$ cm (largura da fita da espira resistiva), $d_1 = 3,395$ cm (tamanho da espira resistiva), $p = 4,25$ cm (periodicidade da célula), $d_2 = 3,195$ cm (tamanho da espira condutora), $w_2 = 0,2$ cm; (largura da fita da espira condutora), $de = 2,64$ cm; (distância entre as FSS), $\epsilon_r = 4,4$; (permissividade elétrica do substrato), $h_1 = 0,1854$ cm, (espessura da FSS Resistiva) e $h_2 = 0,16$ cm (espessura da FSS condutiva). As respostas em frequência são mostradas na Figura 5.5.

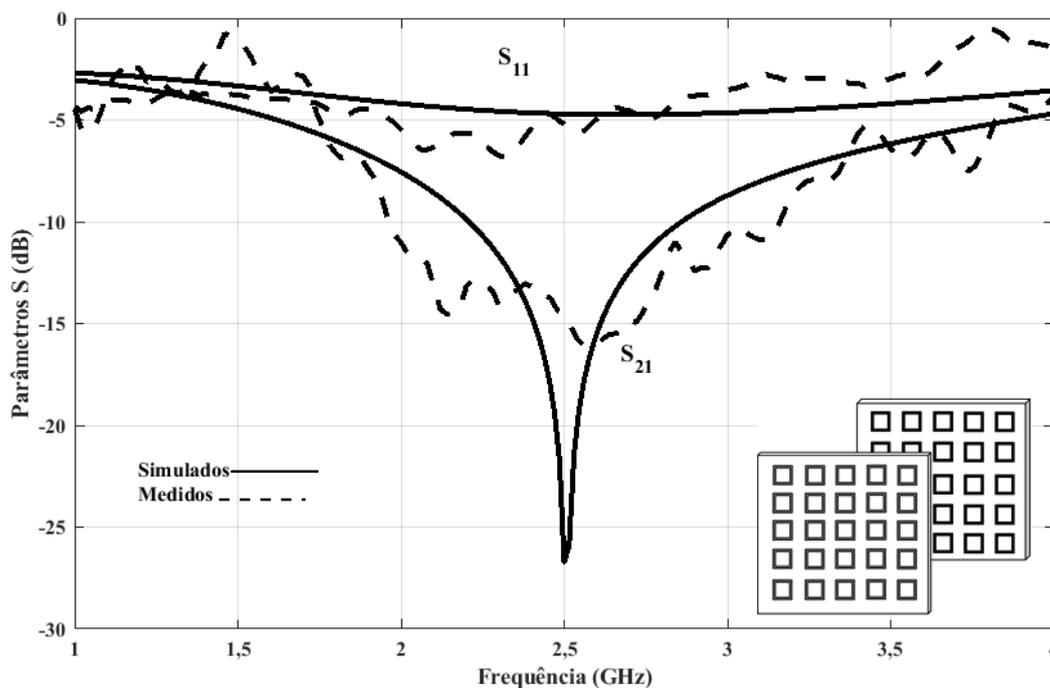


Figura 5.5: Resposta em frequência para valores simulados e medidos da FSS do tipo absorve-transmite com geometria espira quadrada – projeto 1.

A estrutura da Figura 5.5 foi projetada pelo grupo da Universidade Federal de Fluminense. A frequência de ressonância (f_r) para a simulação pelo método numérico foi de 2,5 GHz e a largura de banda se encontra aproximadamente em 645 MHz em -10 dB. Na medição, $f_r = 2,58$ GHz com largura de banda de 1,2 GHz. O erro percentual foi de 3,2 % e 86 %, respectivamente. Pode-se observar que além do valor largura de banda ser quase metade do valor da medição, ainda assim podemos ver uma concordância com o S_{11} e S_{21} . No início da pesquisa, era difícil o S_{11} apresentar uma curva concordante com

a medição. No entanto, resultados mais coerentes foram conseguidos conforme a adequação correta das equações e coeficientes das fórmulas das reatâncias e susceptâncias. Vale observar também que tanto no simulado quanto no medido o S_{11} não se encontrar abaixo de -10 dB.

Para o segundo projeto de FSS do tipo absorve-transmite com geometria espira quadrada temos a seguintes dimensões: $w_1 = 0,3$ cm (largura da fita da espira resistiva), $d_1 = 2,15$ cm (tamanho da espira resistiva), $p = 2,4$ cm (periodicidade da célula), $d_2 = 2,15$ cm (tamanho da espira condutora), $w_2 = 0,22$ cm (largura da fita da espira condutora), $de = 1,4$ cm (distância entre as FSS), $\epsilon_r = 4,4$ (permissividade elétrica do substrato), $h_1 = 0,197$ cm, (espessura da FSS resistiva), $h_2 = 0,154$ cm (espessura da FSS condutora). As respostas em frequência são mostradas na Figura 5.6.

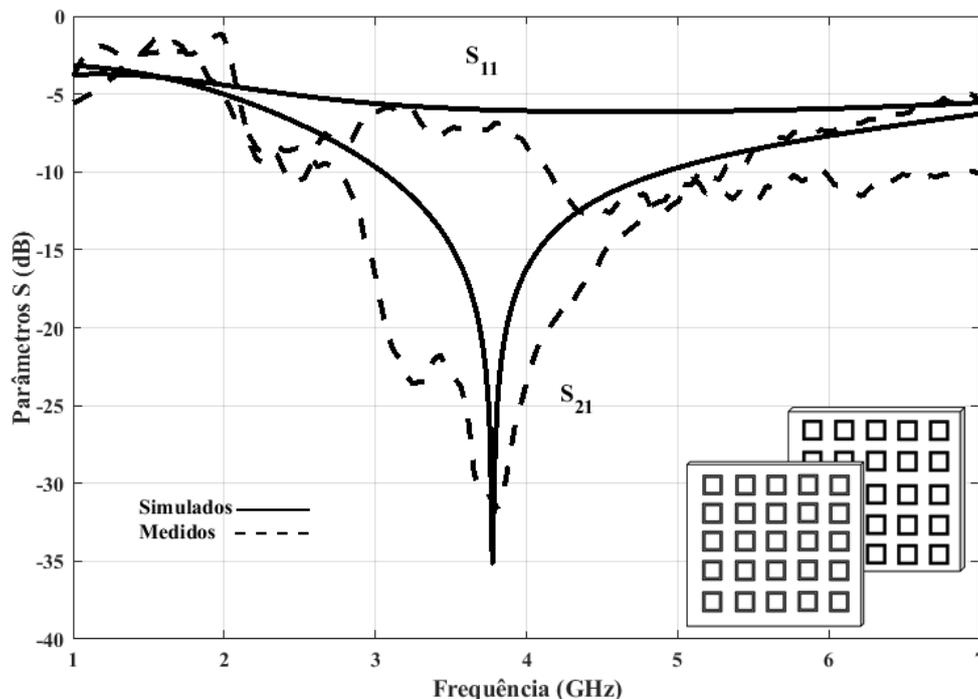


Figura 5.6: Resposta em frequência para valores simulados e medidos da FSS do tipo absorve-transmite com geometria espira quadrada - projeto 2.

Na estrutura da Figura 5.6 a frequência de ressonância (f_r) para a simulação pelo método numérico foi de 3,775 GHz e a largura de banda se encontra aproximadamente em 1,845 GHz em -10 dB. Na medição, $f_r = 3,79$ GHz com largura de banda de 1,395 GHz. O erro percentual foi de 0,38 % e 24,4 %, para a frequência de ressonância e largura de banda, respectivamente.

5.3 FSS do tipo absorve-transmite – Dipolo cruzado

Para o primeiro projeto de FSS do tipo absorve-transmite com geometria dipolo cruzado, temos as seguintes dimensões: $d_1 = 2,058$ cm (comprimento do dipolo resistivo), $w_1 = 0,383$ cm (espessura da fita do dipolo resistivo), $p = 2,857$ cm (periodicidade), $d_2 = 2,058$ cm (comprimento do dipolo condutor), $w_2 = 0,383$ cm (espessura da fita do dipolo condutor), $de = 1$ cm; (distância entre as FSS), $\epsilon_r = 4,4$ (permissividade elétrica do substrato), $h_1 = 0,08$ cm (espessura da FSS resistiva), $h_2 = 0,16$ cm (espessura da FSS condutiva). As respostas em frequência são mostradas na Figura 5.7.

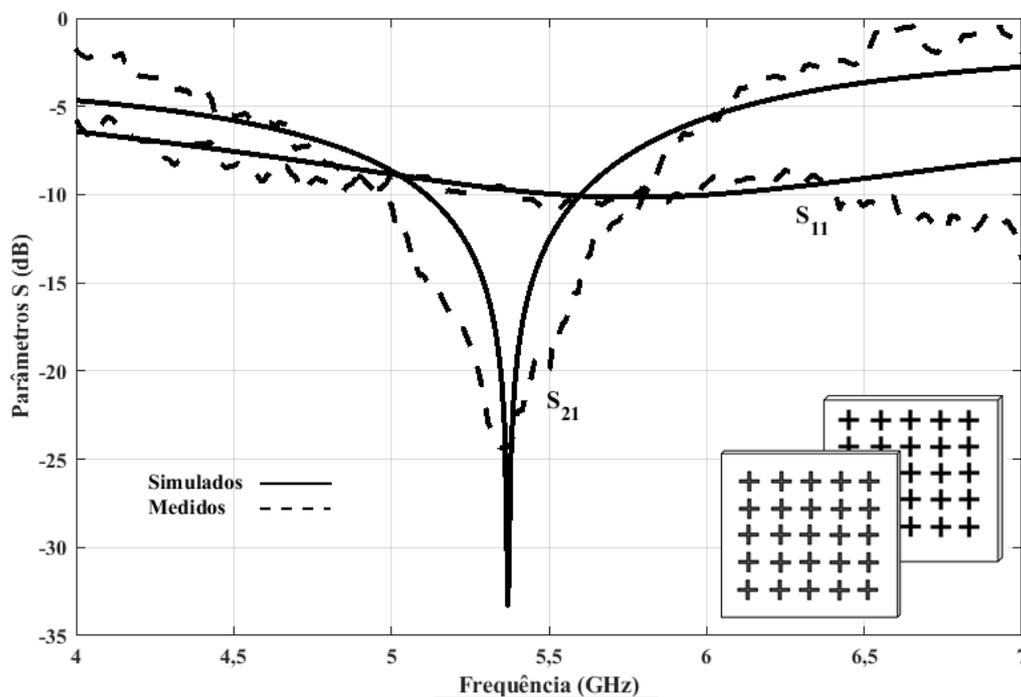


Figura 5.7: Resposta em frequência para valores simulados e medidos da FSS do tipo absorve-transmite com geometria dipolo cruzado – projeto 3.

Na estrutura da Figura 5.7 a frequência de ressonância (f_r) para a simulação pelo método numérico foi de 5,37 GHz e a largura de banda se encontra aproximadamente em 490 MHz em -10 dB. Na medição, encontra-se um $f_r = 5,38$ GHz com largura de banda de 771 MHz. Apresentando um erro percentual foi de 0,18 % e 24,4 %, para a frequência de ressonância e largura de banda, respectivamente.

Para o segundo projeto de FSS do tipo absorve-transmite com geometria dipolo cruzado temos a seguintes dimensões: $w_1 = 0,65$ cm (largura da fita da espira resistiva), $d_1 = 3,1$ cm (tamanho da espira resistiva), $p = 3,2$ cm (periodicidade da célula), $d_2 = 3,1$ cm (tamanho da espira condutora), $w_2 = 0,25$ cm (largura da fita da espira condutora), $de = 1,0$ cm, (distância entre as FSS), $\epsilon_r = 4,4$ (permissividade elétrica do substrato), $h_1 = 0,197$ cm (espessura da FSS resistiva) e $h_2 = 0,154$ cm (espessura da FSS condutora).

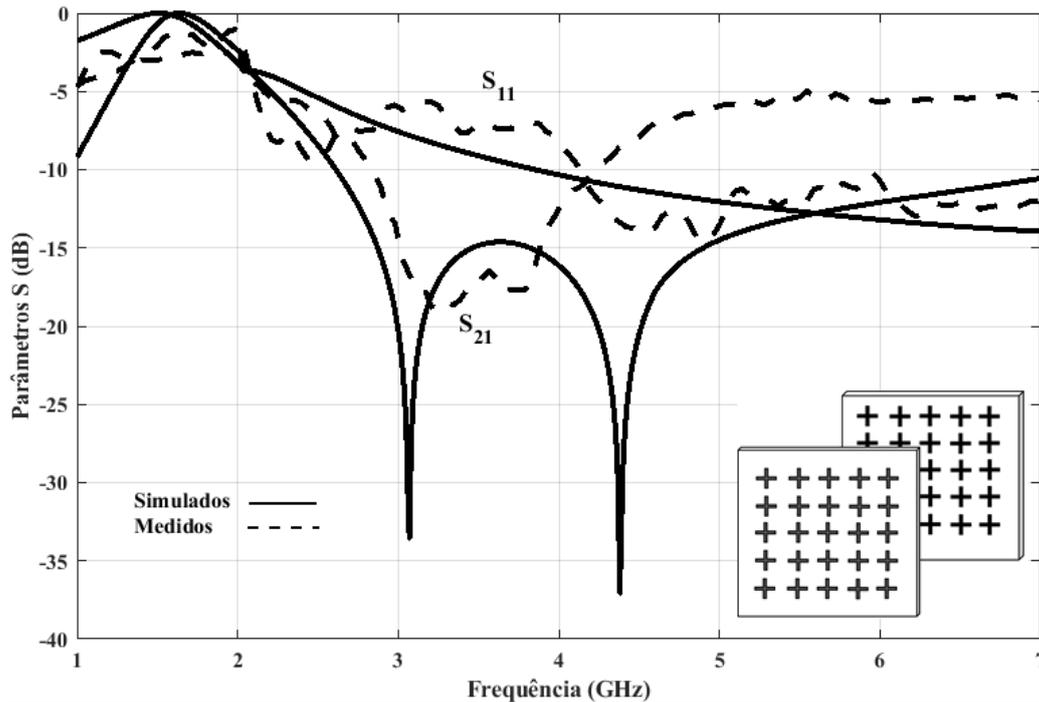


Figura 5.8: Resposta em frequência para valores simulados e medidos da FSS do tipo absorve-transmite com geometria dipolo cruzado – projeto 4.

Na estrutura da Figura 5.8, observa-se que na simulação surgiram duas ressonâncias, uma em 3,07 GHz e a outra em 4,38 GHz. Tendo em vista que o filtro é *single band*, é possível, mas não é coerência, medir a largura de banda tendo que vista que esta foi totalmente alterada devido a contribuição do surgimento da segunda ressonância. Além disso, pode-se enxergar nas curvas da medição entre 3 e 4 GHz uma tendência da própria estrutura em realizar uma *dual band*. Na medição a frequência de ressonância se apresenta em cerca de 3,35 GHz com uma largura de banda de 1,35 GHz. Podemos observar uma inconsistência ao se aparecer uma segunda ressonância em aproximadamente 4,38 GHz, no entanto, observar-se que caso seja realizado um ajuste interno ao método, ou seja, uma melhor adequação dos coeficientes das reatâncias indutivas e das susceptâncias capacitivas, é provável que a segunda ressonância seja

subestimada e permitir uma coerência mais apropriada tanto para a frequência de ressonância quanto para a largura de banda. É possível observar ainda uma boa aproximação do S_{11} dos valores medidos e simulados o que, novamente, era o que mais apresentava dificuldade no desenvolvimento do método.

5.4 Síntese do capítulo

A técnica numérica apresentada e desenvolvida ao longo do projeto permitiu uma melhor concordância quando comparado as simulações que se tinha em outras fases do projeto. Uma das facilidades que sempre foi observada era a adequação da frequência de ressonância nos projetos, cuja frequência, em grande parte, era determinada e mais fortemente influenciada pelas características da FSS condutiva. Logo, a dificuldade maior era a adequação das características de reflexão que eram proporcionadas em maior parte pelo efeito da FSS resistiva, o que também, pela análise dos resultados, mostrou-se bem coerente com os valores medidos. A técnica mostrou resultados satisfatórios quando comparados com as medições.

Capítulo 6

Conclusões e trabalhos futuros

No desenvolvimento desta tese foi investigada a utilização de uma técnica aproximada para análise de FSS do tipo absorve-transmite que em sua constituição configura uma estrutura de absorvedor pois permite que certas frequências de sinais passem enquanto que os sinais refletidos sejam atenuados. A utilização desse tipo de configuração de absorvedor torna-se conveniente pois é possível reduzir o espaçamento e construir estruturas menores e assim flexibilizar sua utilização em diversas aplicações e projetos, como também a utilização de superfícies planares. Logo, uma análise das estruturas isoladamente e cascadeadas era necessária para poder analisar os efeitos desejados. Além disso, a utilização do método numérico proposto permite uma visão das estruturas em termos de circuitos, o que permite uma maior análise e variabilidade de parâmetros e a possibilidade, em conjunto com outras técnicas, de criar técnicas híbridas.

Como os estudos e pesquisas acerca da modelagem das geometrias utilizadas nas FSS condutivas já são bem mais difundidas na literatura, o desafio ao longo da tese se concentrou na modelagem matemática para as FSS resistivas. Havia pouca literatura concernente à modelagem de superfícies resistivas. Algumas modelagens encontradas eram caracterizadas para outros modelos de absorvedores, que em algumas vezes não se adequava a filosofia do projeto e em outras não proporcionavam resultados interessantes. Como os artigos disponibilizam poucos resultados de medições, a fase inicial se resumia a simulações no *software* HFSS.

As dificuldades ao longo do projeto foram diversas. A proposta se baseia em um método aproximado cuja atenção maior se encontra no quão próximo um resultado se encontrava dos valores medidos. Logo, a análise inicial consistia em detectar que parâmetro estava ocasionando tal comportamento e ajustar para uma melhor conformidade. Então ao longo da pesquisa era de interesse uma modelagem que permitisse uma convergência dos parâmetros de espalhamento e que permitisse obter uma visão do comportamento eletromagnético dessas estruturas.

Com relação a construção do absorvedor, a fabricação da FSS condutiva é relativamente simples, pois segue os mesmos passos de fabricação de antenas planares, utilizando de métodos de adesivagem ou serigrafia somados ao processo de corrosão utilizando o perclorato de ferro (FeCl_3). Já a FSS resistiva o processo de fabricação é um pouco mais delicado, envolve substâncias como o sulfato de cobre penta hidrato ($\text{CuSO}_4 \cdot 5\text{H}_2\text{O}$) e ácido sulfúrico (H_2SO_4) a uma temperatura de 90°C . A construção do projeto da FSS resistiva não foi possível pois não foi obtido sucesso no processo de corrosão em uma das etapas. Posteriormente descobriu-se que era preciso uma substância alcalina (*alkaline etchant*) para não atacar as superfícies resistivas feitas em níquel.

As FSS resistivas foram adquiridas graças a uma cortesia dada pelos fabricantes. No entanto, as estruturas, fabricadas pelo fabricante, foram enviadas com as dimensões erradas, então foi necessária uma engenharia reversa, ou seja, um redimensionamento e adequar o mais próximo possível a perspectiva do nosso projeto. As medições foram realizadas no laboratório do IFPB.

Os projetos de FSS absorve-transmite apresentaram curvas com boa conformidade entre os resultados simulados e medidos, ou seja, a técnica numérica mostrou comportamentos satisfatórios para transmissão e reflexão.

A técnica desenvolvida e a pesquisa realizada abrem grandes possibilidades para futuros projetos. O artigo que foi publicado no desenvolvimento dessa pesquisa de doutorado intitulado: *Optimization of Frequency Selective Surfaces with Crossed Dipoles Using the Taguchi's Method* publicado no *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications* (JMoe) foi fruto dos estudos iniciais das pesquisas em conjunto com o método de Tagushi, o qual mostrou a possibilidade de integração do método dos circuitos equivalente com técnicas de otimização. Os resultados e técnica numérica definida ao final dessa tese possibilitará novas publicações. Diversos estudos podem ser realizados. Utilização de outras geometrias para obter configurações *dual band* ou *tri band*, estudo de outros materiais e configurações de absorvedores, por exemplo as mostradas no Capítulo 3 para obter outros resultados, utilização de metamateriais, utilização em sistemas reconfiguráveis, aplicações em radares, utilização de inteligência computacional, etc. Em se tratando de trabalhos futuros na perspectiva econômica, é interessante o estudo e desenvolvimento de processos e técnicas para facilitar e viabilizar o acesso a esses tipos das placas resistivas tendo em vista que as placas de cobre das FSS condutivas são baratas, no entanto, as placas com superfícies resistivas variam entre \$ 300,00 a \$ 400,00 dólares, dependendo do tipo de resistividade das superfícies.

Referências bibliográficas

- [1] T. K. Wu, Frequency selective surface and grid array. John Wiley Sons, 1995.
- [2] B. A. Munk, Frequency-selective surfaces: Theory and design. John Wiley Sons, 2000.
- [3] G. I. Kiani et al., “A Novel Absorb/Transmit FSS for Secure Indoor Wireless Networks With Reduced Multipath Fading,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, no. 6, pp. 378-380, June 2006, DOI: 10.1109/LMWC.2006.875589.
- [4] G. I. Kiani et al., “Switchable Frequency Selective Surface for Reconfigurable Electromagnetic Architecture of Buildings”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 2, pp. 581-584, Feb. 2010, DOI: 10.1109/TAP.2009.2037772.
- [5] Y. Shinozaki and H. Arai, “Microwave Absorber by FSS Using Paper Instead of Dielectric Substrate,” *IEEE International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition (iWEM)*, Nagoya, Japan, Nov. 2018. DOI: 10.1109/iWEM.2018.8536722.
- [6] M. W. B. Silva, H. X. Araujo and A. L. P. S. Campos, “Design of a narrow band and wideband absorbers using resistive FSS concept for the X and Ku band application,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 60, no. 6, pp. 2128-2132, Aug. 2018, DOI: 10.1002/mop.31305.
- [7] H. Mouna, V. Mekaladevi and M. N. Devi, “Design of microwave Absorbers using improvised Particle Swarm Optimization algorithm”, *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 17, no. 2, June 2018, DOI: <http://dx.doi.org/10.1590/2179-10742018v17i2836>.
- [8] S. Chejarla, S.R. Thummaluru and R.K. Chaudhary, “Flexible metamaterial absorber with wide incident angle insensitivity for conformal applications,” *IET Electronics Letters*, vol. 55, no. 3, pp. 133-134, Feb. 2019, DOI: 10.1049/el.2018.7501.
- [9] A. R. Varkani, Z. H. Firouzeh and A. Z. Nezhad, “Equivalent circuit model for array of circular loop FSS structures at oblique angles of incidence,” *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 12, no. 5, pp. 749-755, Apr. 2018, DOI: 10.1049/iet-map.2017.1004.

- [10] R. Mittra, C. H. Chan, and T. Cwik, “Techniques for analyzing frequency selective surfaces— a review,” *IEEE Proceedings*, vol. 76, no. 12, pp. 1593–1615, 1988.
- [11] C. L. Nóbrega, “Análise e projeto de superfícies seletivas de frequência com elementos pré-fractais para aplicações em comunicações indoor,” Tese de doutorado, PPgEEC, UFRN, Natal, Rio Grande do Norte, 2013.
- [12] T. R. Schimert et al., “Investigation of Millimeter-Wave Scattering from Frequency Selective Surfaces,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 39, no. 12, pp. 315–322, Fev. 1991.
- [13] R. G. G. Carvalho, “Desenvolvimento de FSS Mecanicamente Reconfigurável para Aplicações em Micro-Ondas,” Dissertação de mestrado, PPgEEC, UFRN, Natal, Rio Grande do Norte, 2017.
- [14] K. A. José *et al.*, “FSS Embedded Microwave Absorber with Carbon Fiber Composite”. *Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp.576-579, 2002.
- [15] L. Sun et al, “Broadband metamaterial absorber based on coupling resistive frequency selective surface,” *Optics Express*, vol. 40, no. 4, Fev. 2012, DOI: 10.1364/OE.20.004675.
- [16] M. Li, “An Ultrathin and Broadband Radar Absorber Using Resistive FSS,” *IEEE Antennas And Wireless Propagation Letters*, v. 11, p. 748-751, July 2012, DOI: 10.1109/LAWP.2012.2206361.
- [17] C. Sudhendra et al., “Novel 6 to 14 GHz. ‘Thin Radar Absorber Based on Circular resistive Patch FSS,” CCUBE, Bengaluru, India, Dec. 2013.
- [18] M. W. B. Silva, “Superfícies Seletivas em Frequências - FSS: Concepção e Projeto de Absorvedores Planares de Micro-ondas Para Aplicação em Wlan, Wimax e Radar,” Tese de doutorado, DECOM, UNICAMP, Campinas, SP, 2014.
- [19] A. P. P. Rebelo, “Design of frequency selective windows for improved indoor outdoor communication”, Master Thesis, Lund University - Dept. Electrosience, Lund, Suécia, 2004.
- [20] J. Huang, T.-K. Wu; S.-W. Lee, “Tri-band frequency selective surface with circular ring elements”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, pp. 166-175, 1994.
- [21] G. H.-H. Sung, K. W. Sowerby, e A. G. Williamson, “Equivalent circuit modelling of a frequency selective plasterboard wall”, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 4A, pp. 400-403, 2005.
- [22] R. J. Langley, e E. A. Parker, “Equivalent circuit model for arrays of square loops”, *Electronics Letters*, vol. 18, pp. 294-296, 1982.

- [23] R. J. Langley, e E. A. Parker, “Double-square frequency-selective surfaces and their equivalent circuit”, *Electronics Letters*, vol. 19, pp. 675-677, 1983.
- [24] R. M. S. Cruz, “Análise e otimização de superfícies seletivas de frequência utilizando redes neurais artificiais e algoritmos de otimização natural”, Tese de Doutorado, PPGEEC, UFRN, Natal, Rio Grande do Norte, 2009.
- [25] A. P. P. Rebelo, “Design of frequency selective windows for improved indoor outdoor communication”, Master Thesis, Lund University - Dept. Electrosience, Lund, Suécia, 2004.
- [26] T. Itoh, *Numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures*, John Wiley & Sons, New York, 1989.
- [27] A. L. P. S. Campos, “Superfícies seletivas de frequência sobre substratos dielétricos anisotrópicos uniaxiais”, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 1999.
- [28] M. N. O. Sadiku, “A simple introduction to finite element analysis of electromagnetic problems”, *IEEE Transactions on Education*, vol. 32, pp. 85-93, 1989.
- [29] H.-D. Bruns, C. Schuster, H. Singer, “Numerical electromagnetic field analysis for EMC problems”, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 49, pp. 253-262, 2007.
- [30] K. Yee, “Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equations in isotropic media”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 14, pp. 302-307, 1966.
- [31] L. M. Araújo, “Análise teórica e experimental de superfícies seletivas de frequência e suas aplicações em antenas planares”, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2009.
- [32] P. Harms, R. Mittra, e W. Ko, “Implementation of the periodic boundary condition in the finite-difference time-domain algorithm for FSS structures”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, pp. 1317-1324, 1994.
- [33] A. Taflove, *Advances in Computational Electromagnetics – The Finite Difference Time Domain Method*, Artech House Publishers, 1998.
- [34] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*. New York: Peter Peregrinus Ltd, 1986.
- [35] J. R. Wait, “Reflection at arbitrary incidence from a parallel wire grid,” *Applied Sci. Res.*, vol. 4, pp. 393–400, 1954.
- [36] Campos, A. L. P. S., Martins, A. M. & Filho, V. A. A. (2012), “Synthesis of frequency selective surfaces using genetic algorithm combined with the equivalent circuit method”, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 54, No. 8, pp. 1893-1897.

- [37] T. Cwik, R. Mittra, K. Lang, and T. Wu, "Frequency selective screens," *IEEE Antennas and Propagation Society Newsletter*, vol. 29, no. 2, pp. 5–10, 1987.
- [38] P. W. Hannan and M. A. Balfour, "Simulation of a phased array antenna in waveguide," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 23, no. 3, pp. 342–353, 1965.
- [39] D. K. Ghodgaonka, V. V. Varadan, and V. J. Varadan, "A free-space method for measurement of dielectric constants loss tangents at microwave frequencies," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 38, no. 3, pp. 789–793, 1989.
- [40] G. Arjavalingam, Y. Pastol, L. W. Epp, and R. Mittra, "Characterization of quasi-optical filters with picosecond transient radiation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 40, no. 1, pp. 63–66, 1992.
- [41] V. Praxedes, A. G. D'Assunção and H. bondrand, "Analysis of Finite Size Nonuniform Stable and Multiband FSS Using a Generalization of the WCIP Method," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 60, no. 6, pp. 1802-1810 ,Feb. 2018 , DOI: 10.1109/TEMC.2017.2785787.
- [42] Y. Duan and H. Guan, "Microwave absorbing materials," Singapore: Pan Stanford Pub, 2016.
- [43] L. Xing, "Stealth Materials," Beijing: Chemical Industry Press, 2004.
- [44] M. Wu, "Present status and developing trend of radar absorbing materials," *Journal of Magnetic Materials and Devices*, vol. 2, pp. 26-30.
- [45] J. Shi, "Microwave absorbents and evaluation of their properties," *Aerospace Materials & Technology*, vol. 5, pp. 1-4, 1993.
- [46] Z. Wu, Z. Zhau and H. He, "Theoretical calculations of microwave complex permeability and complex permittivity of polycrystalline iron fiber absorbers," *Journal of Functional Materials*, vol. 1, no 34, pp. 91-94, Jan. 1999.
- [47] E. Ni, "An uncertainty analysis for the measurement of intrinsic properties of materials by the combined transmission-reflection method," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 41, no 4, pp. 495-499, Ago. 1992, DOI. 10.1109/19.155914.
- [48] A. M. Nicolson and G. F. Ross , "Measurement of the intrinsic properties of materials by time-domain techniques," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 19, no. 4 , pp. 377 - 382, Nov. 1970, DOI. 10.1109/TIM.1970.4313932.
- [49] W. B. Weir, "Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies," *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, no. 1 , pp. 33-36, Jan. 1974, DOI. 10.1109/PROC.1974.9382.

- [50] L.P. Ligthar, "A Fast Computational Technique for Accurate Permittivity Determination Using Transmission Line Methods," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 31, no 3, pp. 249 - 254, Mar. 1983, DOI. 10.1109/TMTT.1983.1131471.
- [51] J.C. Henaux and P. Crozat, "Dimensional correction of high dielectric and magnetic constants determined by s parameters measurements," *Electronics Letters*, vol.26, no. 15, pp. 1151-1153, July 1990, DOI. 10.1049/el:19900745.
- [52] J. Cao, "A review on measurement of electromagnetic parameters of materials," *Journal of astronauetic metrology and measurement*, vol. 3, 1994.
- [53] W. Yong and Mohammed N. Afsar, "Measurement of complex permittivity and permeability of carbonyl iron powders at microwave frequencies," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 42, No. 6, pp. 458-459, Sept. 2004, DOI. 10.1002/mop.20335.
- [54] F. Guo and Z. Xu, "Recent developments of new nanometer microwave-absorbing agents," *Advanced Ceramics*, 2004.
- [55] F. Ge, J. Zhu and L. Chen, "Effects of inclusion-shape on absorbing ability of microwave absorbing material," *Aerosp Mater Technol*, pp. 42-49, 1996.
- [56] F. Cheng, Y. Su and J. Liang, "MnO₂-based nanostructures as catalysts for electrochemical oxygen reduction in alkaline media," *Chemistry of Materials*, vol. 22, no. 3, pp. 898-905, 2009, DOI. 10.1021/cm901698s.
- [57] Y. Luo *et al*, "Self-assembly of well-ordered whiskerlike manganese oxide arrays on carbon fiber paper and its application as electrode material for supercapacitors," *Journal of Materials Chemistry*, vol. 22, no. 17, pp. 8634-8640, 2012.
- [58] J. Cao, Q. Mao and L. Shi, "Fabrication of γ -MnO₂/ α -MnO₂ hollow core/shell structures and their application to water treatment," *Journal of Materials Chemistry*, vol. 21, no. 40, 2011.
- [59] Y. Duan, H. Ma and S. Liu, "The microwave electromagnetic characteristics of manganese dioxide with different crystallographic structures," *Physica. B, Condensed Matter*, vol. 405, no. 7, pp. 1826-1831, 2010.
- [60] M. Han, J. Qin and L. Deng, "Microwave permeability of nanocrystalline alloys (Fe_{0.67}Co_{0.33})₇₈Nb₆B₁₅Cu₁ and (Fe_{0.67}Co_{0.33})₇₈Nb₆Al₆B₉Cu₁," *Journal of Alloys and Compounds*, vol. 543, pp. 79-83, 2012.
- [61] C. Gong, J. Zhang and X. Zhang, "Strategy for ultrafine Ni fibers and investigation of the electromagnetic characteristics," *The Journal of Physical Chemistry C*, vol. 114, no. 22, May 2010, DOI. 10.1021/jp100697x.

- [62] J. Wei, B. Zhang and B. Wang, "Microwave reflection characteristics of surface-modified Fe₅₀Ni₅₀ fine particle composites," *Journal of Applied Physics*, vol. 108, no. 12, 2010, DOI. 10.1063/1.3524546.
- [63] N. Bowler, "Designing dielectric loss at microwave frequencies using multi-layered filler particles in a composite," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 13, no. 4, pp. 703-7011, Aug. 2006, DOI. 10.1109/TDEI.2006.1667727.
- [64] S. Kim, S. Kim, Y. Yoon and K. Lee, "Magnetic, dielectric, and microwave absorbing properties of iron particles dispersed in rubber matrix in gigahertz frequencies," *Journal of Applied Physics*, vol. 97, no. 10, may 2005, DOI. 10.1063/1.1852371.
- [65] V. Sunny, P. Kurian and P. Mohanan, "A flexible microwave absorber based on nickel ferrite nanocomposite," *Journal of Alloys and Compounds*, vol. 489, no. 1, pp. 297-303, Jan. 2010, DOI. 10.1016/j.jallcom.2009.09.077.
- [66] S.Ameen, *et al.*, "Electrical conductivity and dielectric properties of sulfamic acid doped polyaniline," *Current Applied Physics*, vol. 7, no.2, pp. 215-219, 2007, DOI: 10.1016/j.cap.2006.05.002.
- [67] J. Sudha *et al.*, "Development of electromagnetic shielding materials from the conductive blends of polyaniline and polyaniline-clay nanocomposite-EVA: preparation and properties," *Composites Science and Technology*, vol. 69, pp. 358-364, mar. 2009.
- [68] A. Malinauskas, "Self-doped polyanilines," *Journal Power Sources*, vol. 126, no. 1, pp. 214-220, 2004.
- [69] W. Zhongzhu *et al.*, "Magnetic and microwave absorbing properties of polyaniline/ γ -Fe₂O₃ nanocomposite," *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 320, no. 16, pp. 2132-2139, Aug. 2008.
- [70] K.H. Wu *et al.*, "Synthesis and microwave electromagnetic characteristics of bamboo charcoal/ polyaniline composites in 2–40 GHz," *Synthetic Metals*, vol. 158, no.17-18, Oct. 2008.
- [71] Nonreflecting background for testing microwave equipment by Neher LK, 1953. US Patent 2656535.
- [72] R. Janaswamy, "Oblique scattering from lossy periodic surfaces with application to anechoic chamber absorbers," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 40, no. 2, pp. 162-169, Feb. 1992, DOI: 10.1109/8.127400.
- [73] X. Wang, H. Zhao and J. Qian, "Analysis and design for absorbing materials used in microwave anechoic chamber," *J Microw*, vol.16, no. 4, pp. 389-398, 2000.
- [74] X. Wang and J. Qian, "Pyramidal absorbers made of hard foam polystyrene shell," *Chinese J Radio Sci*, 16(1), 41–44. 2001.

- [75] J. Qian *et al*, “Novel pyramidal microwave absorbers for out-door using,” *International Symposium on Antennas, Propagation, and EM Theory*, Aug. 2000, DOI: 10.1109/ISAPE.2000.894795.
- [76] C.L. Holloway *et al*, “A model for predicting the reflection coefficient for hollow pyramidal absorbers,” *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp. 861-866, Aug. 1999, DOI: 10.1109/ISEMC.1999.810162.
- [77] E.F. Kuester and C.L. Holloway, “Comparison of approximations for effective parameters of artificial dielectrics,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 38, no. 11, Nov. 1990, DOI: 10.1109/22.60028.
- [78] D. Davidson, “Computational Electromagnetics for RF and Microwave Engineering”, 2 ed, Cambridge University Press, New York, pp. 4, 2010.
- [79] Dubrovka, R., Vazquez, J., Parini, C. & Moore, D. (2006), ‘Equivalent circuit method for analysis and synthesis of frequency selective surfaces’, *Microwaves, Antennas and Propagation*, IEE Proceedings. Vol. 153, pp. 213-220.
- [80] X. Yao, M. Bai and J. Miao, “Equivalent Circuit Method for Analyzing Frequency Selective Surface With Ring Patch in Oblique Angles of Incidence,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 10, pp. 820-823, 2011.
- [81] I. Anderson, “On the theory of self-resonant grids”, *Bell Syst. Tech. J.*, v. 54, pp. 1725–1731, 1975.
- [82] C. K. Lee and R. J. Langley, “Equivalent circuit models for frequency selective surfaces at oblique angles of incidence,” *IEE Proceedings*, Vol. 132, No. 6, pp. 395-399, 1985.
- [83] A.L.P.S Campos, “Superfícies seletivas em frequência: Análise e Projeto”, Natal, Brasil IFRN Editora, 2009, ch. 4, sec. 4.1, pp. 79-80.
- [84] R. J. Langley and A. J. Drinkwater, “Improved empirical model for the Jerusalem cross”, *IEE Proceedings*, vol. 129, no. 1, pp. 1 – 6, 1982.
- [85] F. B. Gross and E. J. Kuster, “An Optimized Polarization Sensitive Salisbury Screen”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 35, no. 12, Dec. 1987.
- [86] R. C. Hall and R. Mittra, “Scattering from a Periodic Array of Resistive Strips,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 33, no. 9, pp. 1009-1011, Sept. 1985.
- [87] E. P. Santos and A.L.P.S. Campos, “Modelo de Circuito Equivalente para FSS usando geometria do tipo dipolo cruzado,” *MOMAG*, pp. 814-818, 2014.
- [88] F. Costa, A. Monorchio and G. Manara, “An Equivalent Circuit Model of Frequency Selective Surfaces Embedded within Dielectric Layers”, *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Charleston, SC, USA, 2009.

- [89] J. A. J. Ribeiro, “Engenharia de Microondas: fundamentos e aplicações”, 1 ed., São Paulo: Érica, pp. 359, 2004.
- [90] S. W. Lee, G. Zarrillo and C. L. Law, “Simple formulas for transmission through periodic metal grids or plates”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 904–909, 1982.
- [91] J.F. Legendre, “New Radar Absorbent Material based of carboned foam glass application to pyramidal radar absorber”. *Microwave and Optical Technology Letters*, p. 1767-1771, 2015.
- [92] J.F. Legendre, “Diplome d’études approfondies en radiontelecommunications de l’Université de Rennes 1”. *Institut National des Sciences Appliquees de Rennes Laboratoire Composants et Systems pour Telecommunications*, 1991.
- [93] D. M. Pozar, “Microwave Engineering”, 4 ed. John Wiley & Sons, Inc, Dec. 2011.

Apêndice A

Programa principal – espira quadrada

```
%UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO NORTE - UFRN
%PPGEEC - PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E
COMPUTAÇÃO
%DOUTORANDO: ELIEL POGGI DOS SANTOS - ABSORVEDOR ESPIRA QUADRADA -

clc, clear all,

#####
%
%                                PARÂMETROS DE ENTRADA
#####
f0=0.1;      %Frequência inicial (GHz)
ff=5;        %Frequência final (GHz)
vf=0.05;     %Passo para a variação da frequência (GHz)
teta=0;      %Ângulo de incidência teta
FI=0;        %Ângulo de incidência FI
%->Dimensões e parâmetros da FSS resistiva
w1=0.4;      %Largura da fita (cm) - FSS resistiva
h1=0.1854;   %Espessura da FSS Resistiva
d1= 3.395;   %Tamanho da espira (cm) - FSS resistiva
er1=3.65;    %Permissividade elétrica do substrato da FSS resistiva -

%->Dimensões e parâmetros da FSS condutiva
w2=0.3;      %Largura da fita (cm) - FSS condutiva
h2=0.16;     %Espessura da FSS Condutiva
d2=3.195;    %Tamanho da espira (cm) - FSS condutiva
er2=4.4;     %Permissividade elétrica do substrato da FSS condutiva

p=4.295;     %Periodicidade (cm)

eff1=er1+(er1-1)*(-1/(exp(10*h1/p))^0.5);% eff da FSS resistiva
eff1=(er1+1)/2; %
eff2=er2+(er2-1)*(-1/(exp(10*h2/p))^1.8);%eff da FSS condutiva
eff2=(er2+1)/2; %
%-----
-
%g=(p-d);    % Espaçamento entre as fitas
g1=(p-d1);   % Espaçamento entre as fitas - FSS resistiva
g2=(p-d2);   % Espaçamento entre as fitas - FSS condutiva

teta = teta*pi/180;    % Transformando de graus para radiano (Teta)
FI = FI*pi/180;       % Transformando de graus para radiano (FI)
iter = ((ff-f0)/vf) + 1; % Iterações

#####
%
%                                RESISTÊNCIA SUPERFICIAL DA FSS RESISTIVA
#####
S= p*p;      %Área da célula unitária (cm^2)
```

```

A=d1*d1-(d1-2*w1)^2; %Área da espira quadrada (cm^2)
Rs=50;
%Rn=(p/w2)*(Rs/(120*pi));
Rn=(S/A)*(Rs/(120*pi));
Z0=377; %IMPEDÂNCIA DO ESPAÇO LIVRE.
espacamento=2.6854; %DISTÂNCIA ENTRE AS FSS (em cm) = 26,854 mm

%LOOP PARA O CÁLCULO DAS REATÂNCIAS, SUSCEPTÂNCIAS ETC.
N=0;
%while(1)
    %N=N+0.05
    for ii=1:iter
        freq(ii)=f0+(ii-1)*vf;
        lamb(ii)=30/freq(ii);
%#####
%
%                                CAMADA RESISTIVA
%#####

        XLR(ii)=3.5*(d1/p)*FF2(p,2*w1,lamb(ii)); %Calcula a reatância
indutiva da espira 3.5
        BCR(ii)=60*eff1*(d1/p)*FF1(p,g1,lamb(ii)); %Calcula a susceptância
capacitiva da espira 60
        F1(ii)=1/BCR(ii); %Reatância capacitiva - C1
        Xeq(ii)=li*(XLR(ii)-F1(ii));%*(-li*F2(ii))/(li*XLR(ii)-li*F1(ii)-
li*F2(ii));
        Z(ii)=Rn+Xeq(ii);%Lr -(1/BC1r)+ (-1/BC2r); % Zr - ZXc +XL
        [ctr, crr, ptr, prr, pd, cpd]=coefi_trans_refle_resistiva(Z);
%*****
%
%                                CAMADA CONDUTIVA
%#####

        XL(ii)=(d2/p)*FF(p,2*w2,lamb(ii),FI); %calcula a reatância indutiva
da espira
        BC(ii)=4*eff2*(d2/p)*FF(p,g2,lamb(ii),teta); %calcula a susceptância
da espira
        Y(ii)=1/(XL(ii)-(1/BC(ii)));% - BC2(ii); %Admitância
        Zcondutiva(ii)=1/Y(ii);
        [ct, cr, pt, pr]=coefi_trans_refle_condutiva(Y);
        k(ii)=2*pi/lamb(ii); %Número de onda
    end
%*****
%
%                                FUNÇÃO MATRIZ DE ESPALHAMENTO
%#####

[T,R]=matriz_espalha(crr,ctr,cr,ct,k,espacamento);
T=abs(T); %Coeficiente de transmissão após o cascadeamento
R=abs(R); %Coeficiente de reflexão após o cascadeamento

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%OBTENÇÃO DE PONTOS DA MEDIÇÃO DO ABSORVEDOR
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

[S11_S21_M]=xlsread('S11_S21_M'); %Lendo os valores de medição do
absorvedor
f_M=S11_S21_M(:,1); % Lendo a frequência de S11_S21_M.xls
ref_M=S11_S21_M(:,2); % Lendo o coeficiente de reflexão de
S11_S21_M.xls
trans_M=S11_S21_M(:,3); % Lendo o coeficiente de transmissão de
S11_S21_M.xls

```

```

[S11_S21_ref_M]=xlsread('S11_S21_ref_M'); % Lendo os valores de
referência
f_RefM=S11_S21_ref_M(:,1); % Lendo a frequência de S11_S21_ref_M.xls
ref_REf_M=S11_S21_ref_M(:,2); % Tanto o S11 quanto o S21 são iguais
então tanto faz

ref_M=ref_M-ref_REf_M; % Retirar a influencia da referência da medição
trans_M=trans_M-ref_REf_M; % Retirar a influencia da referência da
medição

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%OBTENÇÃO DE PONTOS DA SIMULAÇÃO DO ABSORVEDOR - CST
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

[S11_S21_Msimulado]=xlsread('S11_S21_Msimulado');
f_MS=S11_S21_Msimulado(:,1); ref_MS=S11_S21_Msimulado(:,2);
trans_MS=S11_S21_Msimulado(:,3);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%OBTENÇÃO DE PONTOS DA SIMULAÇÃO DO ABSORVEDOR - HFSS
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Simulacao_HFSS_Mauricio_25 / Simulacao_HFSS_Mauricio_26_854
[Simulacao_HFSS_Mauricio_25]=xlsread('Simulacao_HFSS_Mauricio_25');
f_HFSS=Simulacao_HFSS_Mauricio_25(:,1); %Frequência
ref_HFSS=Simulacao_HFSS_Mauricio_25(:,2); %Coeficiente de reflexão
trans_HFSS=Simulacao_HFSS_Mauricio_25(:,3); %Coeficiente de
transmissão

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%OBTENÇÃO DE PONTOS DA SIMULAÇÃO DO ABSORVEDOR - HFSS para
%25 ohms/sq e 100 ohms/sq
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
[S_HFSS25]=xlsread('Simulacao_HFSS_Mauricio_25_Rs25ohm');
fS_HFSS25=S_HFSS25(:,1);
ref_HFSS25=S_HFSS25(:,2);
trans_HFSS25=S_HFSS25(:,3);

[S_HFSS100]=xlsread('Simulacao_HFSS_Mauricio_25_Rs100ohm');
fS_HFSS100=S_HFSS100(:,1);
ref_HFSS100=S_HFSS100(:,2);
trans_HFSS100=S_HFSS100(:,3);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%PLOTANDO O 1º GRÁFICO - PONTOS DO ABSORVEDOR
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
f_M=f_M/10000000000;
f_RefM=f_RefM/10000000000;
h11=figure(11);
set(h11,'position',[1 41 1366 652],'Color','white');

plot(f_M,trans_M,'k',f_M,ref_M,'--k',f_MS,trans_MS,'b',f_MS,ref_MS,'--
b',...
f_HFSS,trans_HFSS,'g',f_HFSS,ref_HFSS,'--g',...
freq,pow2db(T.^2),'r',freq,pow2db(R.^2),'--
r',f_RefM,ref_REf_M,':k','LineWidth',2);

```

```
leg=legend('S_2_1 - Medição','S_1_1 - Medição',...
'S_2_1 - Simulação CST','S_1_1 - Simulação CST','S_2_1 - Simulação
HFSS',...
'S_1_1 - Simulação HFSS','S_2_1 - Matriz espalhamento - Matlab','S_1_1
- Matriz espalhamento - Matlab',...
'S_2_1 e S_12_1 - Referência/Medição','Location','SouthEast');
set(leg,'FontWeight','b','FontSize',11);
title('ABSORVEDOR ESPIRA QUADRADA -
MAURÍCIO','fontsize',12,'fontweight','b');
xlabel('Frequência (GHz)','fontsize',14,'fontweight','b','color','k');
ylabel('Potência (dB)','fontsize',14,'fontweight','b','color','k');
axis([1 5 -75 0]);
grid on
decimal_comma(gca, 'XY'); %Função para converter a convenção decimal
mundial para o padrão Europa e Brasil
```

Apêndice B

Programa principal - dipolo cruzado

```
%UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO NORTE - UFRN
%PPGEEC - PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E
COMPUTAÇÃO
%DOUTORANDO: ELIEL POGGI DOS SANTOS - Absorvedor DIPOLO CRUZADO
clc, clear all,
tic
#####
%                               PARÂMETROS DE ENTRADA
#####
f0=3.8;           %Frequência inicial (GHz)
ff=7;            %Frequência final (GHz)
vf=0.05;         %Passo para a variação da frequência (GHz)
teta=0;          %Ângulo de incidência teta
FI=0;            %Ângulo de incidência FI
w=0.383;         %Largura da fita (cm)
p=2.857;         %Periodicidade (cm)
d=2.058;         %Tamanho da espira (cm)
er=4.4;          %Permissividade elétrica do substrato
mi=1;            %Permeabilidade magnética
h1=.08;          %Espessura da FSS Resistiva
h2=.16;          %Espessura da FSS Condutiva
eff1=er+(er-1)*(-1/(exp(10*h1/p))^2);%(er+1)/2; 1.8 Resistiva
(er+1)/2;%
eff2=er+(er-1)*(-1/(exp(10*h2/p))^1.3);%(er+1)/2; 1.15 Condutiva
(er+1)/2;%
%-----
g=(p-d);          % Espaçamento entre as fitas
teta = teta*pi/180; % Transformando de graus para radiano (Teta)
FI = FI*pi/180;   % Transformando de graus para radiano (FI)
iter = ((ff-f0)/vf) + 1; % Iterações

#####
%                               RESISTÊNCIA SUPERFICIAL DA FSS RESISTIVA
#####

S= p*p;           %Área da célula unitária
A=2*(d*w)-w^2;    %Área do dipolo
R = Rs*(S/A)/10000
Rs=50;            %Resistência superficial da placa
Rn=(S/A)*(Rs/(120*pi)); % Cálculo da resistência da FSS
Z0=377;           %Impedância no espaço livre.
dl=1;             %Distância entre as FSS (em cm) = 10mm

for ii=1:iter
    freq(ii)=f0+(ii-1)*vf;
    lamb(ii)=30/freq(ii);
```

```

%*****
% EQUIVALENT CIRCUIT - CROSS DIPOLE - DIPOLO CRUZADO - CAMADA
RESISTIVA
%#####

% CÁLCULO DA REATANCIA INDUTIVA-----
-----
XLr(ii)=1.3*FF2(p,w,lamb(ii));
% CÁLCULO DA SUSCEPTÂNCIA-----
-----
BCgr(ii)=4*FF1(p,g,lamb(ii));
BCdr(ii)=4*FF1(p,p-w,lamb(ii));
BC1r(ii)=0.17*eff1*BCgr(ii); %0.17 (Capacitor principal do
circuito LC) 0.2 (d/p)
BC2r(ii)=0.12*eff1*(BCdr(ii)+BCgr(ii));
F1(ii)=1/BC1r(ii); %Reatância capacitiva - C1
F2(ii)=1/BC2r(ii); %Reatância capacitiva - C2
Xeq(ii)=((1i*XLr(ii)-1i*F1(ii))*(-1i*F2(ii)))/(1i*XLr(ii)-
1i*F1(ii)-1i*F2(ii));
Z(ii)=Rn+Xeq(ii);%Lr -(1/BC1r)+ (-1/BC2r); % Zr - ZXc +XL

crr(ii)=1/(1+2*Z(ii));%COEFICIENTE DE REFLEXÃO
%#####modificado era 2
prr(ii)=(abs(crr(ii)))^2;%POTÊNCIA REFLETIDA
ctr(ii)=(2*Z(ii))/(1+2*Z(ii)); %#####modificado era 2
ptr(ii)=(abs(ctr(ii)))^2;
pd(ii)=abs(4*Z(ii)/(1+2*Z(ii)).^2);
cpd(ii)=sqrt(pd(ii));
crm(ii)=crr(ii)+cpd(ii);
%*****
% EQUIVALENT CIRCUIT - CROSS DIPOLE - DIPOLO CRUZADO
%#####
XL(ii)=1.3*FF(p,w,lamb(ii),FI); %1.3
% CÁLCULO DA SUSCEPTÂNCIA-----
-----
BCg(ii)=4*FF(p,g,lamb(ii),teta); %4
BCd(ii)=4*FF(p,p-w,lamb(ii),teta); %4
BC1(ii)=0.17*eff2*BCg(ii); %0.17
BC2(ii)=0.12*eff2*(BCd(ii)+BCg(ii));%0.12
Y(ii)=1/(XL(ii) -(1/BC1(ii))) - BC2(ii); %COEFICIENTE DE
TRANSMISSÃO
pt(ii)=1/(1+0.25*((Y(ii))^2)); %POTÊNCIA TRANSMITIDA;
ct(ii)=sqrt(pt(ii)); % COEFICIENTE DE TRANSMISSÃO
pr(ii)=1-pt(ii); %POTÊNCIA REFLETIDA
cr(ii)=sqrt(pr(ii)); % COEFICIENTE DE REFLEXÃO
k(ii)=2*pi/lamb(ii); %Número de onda - wavenumber
end

%*****
% FUNÇÃO MATRIZ DE ESPALHAMENTO
%#####
[T,R]=matriz_espalha(crr,ctr,cr,ct,k,d1);
T=abs(T); %Coeficiente de transmissão após o cascadeamento
R=abs(R); %Coeficiente de reflexão após o cascadeamento

%#####
% OBTENÇÃO DE PONTOS DAS MEDIÇÕES
%#####

%Obtendo os pontos da medição do dipolo cruzado realizado no IFPB

```

```

[freq3,r3,t3]=xlsread('ABSORVEDOR_DIPOLO_CRUZADO_S21_IFPB.xls');
f3c=freq3(:,1);trans2c=freq3(:,2);
[freq4,r4,t4]=xlsread('ABSORVEDOR_DIPOLO_CRUZADO_S11_IFPB.xls');
f4c=freq4(:,1);ref2c=freq4(:,2);
[referencia]=xlsread('REF_S21_IFPB');
freqRef=referencia(:,1); transRef=referencia(:,2);
[referencia2]=xlsread('REF_DIPOLO_CRUZADO_2_IFPB');
freqRef2=referencia2(:,1); transRef2=referencia2(:,2);

trans2c=trans2c-transRef;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%           OBTENÇÃO DE PONTOS DE SIMULAÇÃO NO HFSS
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Obtendo os pontos do absorvedor dipolo cruzado
[D]=xlsread('HFSS_dipolo_cruzado_cascadeado');
f5=D(:,1);ref5=D(:,2);trans5=D(:,3);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%           PLOTAGEM GRÁFICA
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

h9=figure(9);
set(h9,'position',[1 41 1366 652],'Color','white');

plot(freq,pow2db(T.^2),'-r',freq,pow2db(R.^2),'--r',f5,trans5,'-
b',f5,ref5,'--b',...
      f3c,trans2c,'k',f4c,ref2c,'--
k',freqRef,transRef,':k',freqRef2,transRef2,':b','LineWidth',3);
leg=legend('S_2_1 - Matriz espalhamento - Matlab','S_1_1 - Matriz
espalhamento - Matlab','S_2_1 - HFSS','S_1_1 - HFSS'...
          , 'S_2_1 - Medição','S_1_1 - Medição','Location','SouthEast');
set(leg,'FontWeight','b','FontSize',12);
title({'Cascadeamento utilizando';'o método dos circuitos
equivalentes'});
xlabel('Frequência (GHz)','fontsize',14,'fontweight','b','color','k');
ylabel('Potência (dB)','fontsize',14,'fontweight','b','color','k');
axis([1 5 -60 0]);
grid on
decimal_comma(gca, 'XY'); %Função para converter a convenção decimal
mundial para o padrão Europa e Brasil

```