



UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE  
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

## Tese de Doutorado

**Desenvolvimento de Superfícies Seletivas em  
Frequência com Geometria Matrioska em Cascata**

Ianes Barbosa Grécia Coutinho

Campina Grande, PB

Novembro de 2024

UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE  
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

# Desenvolvimento de Superfícies Seletivas em Frequência com Geometria Matrioska em Cascata

Ianes Barbosa Grécia Coutinho

Tese de Doutorado submetida à Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande em cumprimento às exigências do Programa de Doutorado.

Área de Concentração: Telecomunicações

Prof. Wamberto José Lira de Queiroz, D.Sc., orientador

Campina Grande, PB

Novembro de 2024

©Ianes Barbosa Grécia Coutinho

C871d

Coutinho, Ianes Barbosa Grécia.

Desenvolvimento de superfícies seletivas em frequência com geometria matrioska em cascata / Ianes Barbosa Grécia Coutinho. – Campina Grande, 2024.

103 f. : il. color.

Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2024.

"Orientação: Prof. Dr. Wamberto José Lira de Queiroz".

Referências.

1. Telecomunicações. 2. Geometria Matrioska. 3. Superfícies Seletivas em Frequência. 4. Negativo da Geometria Matrioska. I. Queiroz, Wamberto José Lira de. II. Título.

CDU 621.39(043)



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO  
**UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE**  
POS-GRADUACAO EM ENGENHARIA ELETRICA  
Rua Aprigio Veloso, 882, - Bairro Universitario, Campina Grande/PB, CEP 58429-900

### REGISTRO DE PRESENÇA E ASSINATURAS

1. ATA DA DEFESA PARA CONCESSÃO DO GRAU DE DOUTOR EM CIÊNCIAS, NO DOMÍNIO DA ENGENHARIA ELÉTRICA, REALIZADA EM 06 DE DEZEMBRO DE 2024  
**(Nº 390)**

CANDIDATO(A): **IANES BARBOSA GRÉCIA COUTINHO**. COMISSÃO EXAMINADORA: GLAUCO FONTGALLAND, Dr., UFCG - Presidente da Comissão e Examinador Interno, WAMBERTO JOSÉ LIRA DE QUEIROZ, D.Sc., UFCG - Orientador, EDSON PORTO DA SILVA, D.Sc., UFCG - Examinador Interno, HUGERLES SALES SILVA, D.Sc., UNB - Examinador Externo, JOABSON NOGUEIRA DE CARVALHO, Dr., IFPB - Examinador Externo. TÍTULO DA TESE: Desenvolvimento de Superfícies Seletivas em Frequência com Geometria Matrioska em Cascata. ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: Processamento da Informação. HORA DE INÍCIO: **14h30** – LOCAL: **Sala Virtual, conforme Art. 5º da PORTARIA SEI Nº 01/PRPG/UFCG/GPR, DE 09 DE MAIO DE 2022**. Em sessão pública, após exposição de cerca de 45 minutos, o(a) candidato(a) foi arguido(a) oralmente pelos membros da Comissão Examinadora, tendo demonstrado suficiência de conhecimento e capacidade de sistematização, no tema de sua tese, obtendo conceito APROVADO. Face à aprovação, declara o presidente da Comissão, achar-se o examinado, legalmente habilitado a receber o Grau de Doutor em Ciências, no domínio da Engenharia Elétrica, cabendo a Universidade Federal de Campina Grande, como de direito, providenciar a expedição do Diploma, a que o(a) mesmo(a) faz jus. Na forma regulamentar, foi lavrada a presente ata, que é assinada por mim, Leandro Ferreira de Lima, e os membros da Comissão Examinadora. Campina Grande, 06 de Dezembro de 2024.

LEANDRO FERREIRA DE LIMA

Secretário

GLAUCO FONTGALLAND, Dr., UFCG  
Presidente da Comissão e Examinador Interno

WAMBERTO JOSÉ LIRA DE QUEIROZ, D.Sc., UFCG  
Orientador

EDSON PORTO DA SILVA, Dr., UFCG  
Examinador Interno

HUGERLES SALES SILVA, D.Sc., UNB  
Examinador Externo

JOABSON NOGUEIRA DE CARVALHO, Dr., IFPB  
Examinador Externo

IANES BARBOSA GRÉCIA COUTINHO  
Candidato

## 2 - APROVAÇÃO

2.1. Segue a presente Ata de Defesa de Tese de Doutorado do candidato **IANES BARBOSA GRÉCIA COUTINHO**, assinada eletronicamente pela Comissão Examinadora acima identificada.

2.2. No caso de examinadores externos que não possuam credenciamento de usuário externo ativo no SEI, para igual assinatura eletrônica, os examinadores internos signatários **certificam** que os examinadores externos acima identificados participaram da defesa da tese e tomaram conhecimento do teor deste documento.



Documento assinado eletronicamente por **LEANDRO FERREIRA DE LIMA, SECRETÁRIO (A)**, em 10/12/2024, às 09:09, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **EDSON PORTO DA SILVA, PROFESSOR(A) DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 10/12/2024, às 09:21, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **JOABSON NOGUEIRA DE CARVALHO, Usuário Externo**, em 10/12/2024, às 09:23, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **WAMBERTO JOSE LIRA DE QUEIROZ, PROFESSOR(A) DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 11/12/2024, às 09:07, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **HUGERLES SALES SILVA, Usuário Externo**, em 11/12/2024, às 15:39, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **GLAUCO FONTGALLAND, PROFESSOR 3 GRAU**, em 21/12/2024, às 21:25, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **Ianes Barbosa Grécia Coutinho, Usuário Externo**, em 05/01/2025, às 15:04, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site <https://sei.ufcg.edu.br/autenticidade>, informando o código verificador **5108494** e o código CRC **4C3E292E**.



# RESUMO

Nas últimas décadas, tem havido um crescimento exponencial da oferta de serviços de comunicações sem fio e de novas demandas que incentivam o desenvolvimento das tecnologias dessa área de conhecimento. Uma dessas tecnologias é a relacionada às superfícies seletivas em frequência, (*Frequency Selective Surface* - FSS), com diversas aplicações como refletores, radomes, janelas eficientes, paredes eletromagneticamente inteligentes, entre outras. Um dos desafios do projeto de FSSs surge quando é desejada uma ampla largura de banda, principalmente quando é desejado que a faixa operacional de aplicação se encontre em frequências mais baixas, abaixo de 2 GHz. Uma das técnicas que podem ser empregadas para solucionar esse problema é a utilização de FSSs em cascata, em que são utilizadas múltiplas camadas de FSS acopladas entre si com ou sem um substrato entre elas. Em trabalhos recentes, tem sido implementada a geometria matrioska, com vantagens como miniaturização, operação multibanda e independência de polarização. Essa geometria tem sido estudada com novas técnicas e aplicações, como estruturas de terra defectiva (*Defected Ground Structure* - DGS) ou ressonadores de anéis fendidos complementares, (*Complementary Split-Ring Resonator* - CSRR), mas ainda não foi analisado seu uso com as FSSs em cascata ou sua interação com a geometria inversa da matrioska. Dessa forma, neste trabalho é proposto o desenvolvimento de superfícies seletivas em frequência utilizando a geometria matrioska e a geometria do negativo da matrioska com aplicação em cascata para o incremento de largura da banda, na faixa de frequência de 1,78 GHz a 3,82 GHz, uma célula unitária de 24 mm<sup>2</sup> e duas camadas com espaçamento de 12 mm, além de uma largura de banda de 1,2 GHz entre as frequências de 2 GHz a 3,2 GHz com um espaçamento de 4 mm entre camadas. São apresentados resultados numéricos, obtidos utilizando o software comercial ANSYS Designer que se baseia no Método dos Momentos, (*Method of Moments* - MoM), além de resultados experimentais. Foram realizadas medições comparativas para a análise da influência das FSSs individuais e a resposta das estruturas, individuais e em cascata, a diferentes polarizações e inclinações angulares horizontais da onda eletromagnética incidente, confirmando a possibilidade de atingir uma banda ultralarga, (*Ultra Wide Band* - UWB), de até 2 GHz de largura no intervalo de 1,78 GHz a 3,82 GHz.

**Palavras chave:** Superfícies Seletivas em Frequência; Geometria Matrioska; Negativo da Geometria Matrioska; Polarização; Banda Ultra Larga; FSS em cascata;

# ABSTRACT

In recent decades, there has been an exponential growth in the supply of wireless communication services and new demands that encourage the development of technologies in this area. One such technology that has been developed is related to frequency selective surfaces, FSSs, with various applications such as reflectors, radomes, efficient windows, electromagnetically intelligent walls, among others. One of the challenges of FSS design is when a wide bandwidth is desired, especially when it is desired that the application range is at lower frequencies below 2 GHz. One of the techniques that can be considered to solve this problem is the use of cascaded FSSs, in which multiple layers of FSS are coupled together with or without a substrate between them. In recent works, the use of matryoshka geometry has been implemented, with advantages such as miniaturization, multiband operation and polarization independence. This geometry has been studied with new techniques and applications, such as defective ground structures, DGS, or complementary split ring resonators, CRSS, but its use with cascaded FSSs has not been developed. Thus, in this work it is proposed the development of frequency selective surfaces using the matryoshka geometry and the negative geometry of the cascaded matryoshka for bandwidth enhancement, in the frequency range from 1.78 GHz to 3.82 GHz, with a  $8 \times 8$  matrix of  $24 \text{ mm}^2$  unity cells and two layers spaced by 12 mm, in addition to a bandwidth of 1.2 GHz in the frequency range from 2 GHz to 3.2 GHz with a spacing of 4 mm between layers. Numerical results are obtained by means of the commercial software ANSYS Designer, which is based on the Method of Moments, MoM, in addition to experimental results, observing a good agreement between them. Comparative measurements were carried out for the analysis of the influence of the individual FSSs and the response to different polarizations and measurement window angular inclinations, confirming the possibility of reaching an ultra wide band, UWB, of up to 2 GHz in the range from 1.78 GHz to 3.82 GHz.

**Keywords:** Frequency Selective Surfaces; Matryoshka Geometry; Negative of Matryoshka Geometry; Polarization; Ultra Wide-Band; Cascaded FSS;

# Lista de Siglas

CPW	<i>Coplanar Waveguide</i>	Guia de Onda Coplanar
CSRR	<i>Complementary Splitring Resonators</i>	Ressonadores de Anéis Fendidos Complementares
DGS	<i>Defective Ground Structure</i>	Estruturas de Terra Defectiva
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i>	Interferência Eletromagnética
FDTD	<i>Finite Difference Time Domain</i>	Diferenças Finitas no Domínio do Tempo
FEM	<i>Finite-Element Method</i>	Método dos Elementos Finitos
FSS	<i>Frequency Selective Surfaces</i>	Superfícies Seletivas em Frequência
IoT	<i>Internet of Things</i>	Internet das Coisas
IRS	<i>Intelligent Reflecting Surface</i>	Superfície Reflexiva Inteligente
LOS	<i>Line of Sight</i>	Linha de Visão
MEMS	<i>Microelectromechanical Systems</i>	Sistemas Microeletromecânicos
MoM	<i>Method of Moments</i>	Método dos Momentos
QoS	<i>Quality of Service</i>	Qualidade de Serviço
RCS	<i>Radar Cross Section</i>	Seção Transversal do Radar
RF	<i>Radio Frequency</i>	Radiofrequência
RFID	<i>Radio Frequency Identification</i>	Identificação por Radiofrequência
RFSS	<i>Reconfigurable Frequency Selective Surfaces</i>	Superfícies Seletivas em Frequência Reconfiguráveis
SAGIN	<i>Space-Air-Ground Integrated Network</i>	Rede Integrada Espaço-Ar-Terra
UAV	<i>Unmanned Aerial Vehicle</i>	Veículos Aéreos não Tripulados
UWB	<i>Ultra WideBand</i>	Banda Ultralarga
WCIP	<i>Wave Concept Iterative Procedure</i>	Método Iterativo Baseado no Conceito das Ondas

# Lista de Símbolos

$C$	Capacitância
$f_{\text{res}}$	Frequência de ressonância
$g$	Espaçamento que secciona as laterais do anel matrioska
$G$	Espaçamento entre as FSSs em cascata
$h$	Espessura do substrato dielétrico
$L$	Indutância
$L_{\text{ef}}$	Comprimento efetivo na frequência de ressonância
$L_x$	Comprimento do lado da matrioska ao longo do eixo $x$
$L_y$	Comprimento do lado da matrioska ao longo do eixo $y$
$S(1, 1)$	Parâmetro $S$ , equivalente ao coeficiente de reflexão
$S(2, 1)$	Parâmetro $S$ , equivalente ao coeficiente de transmissão
$W$	Largura das fitas que compõem os anéis da matrioska
$W_x$	Comprimento da célula unitária ao longo do eixo $x$
$W_y$	Comprimento da célula unitária ao longo do eixo $y$
$\phi$	Coordenada angular do sistema esférico
$\varepsilon$	Constante dielétrica de um substrato
$\varepsilon_{\text{ref}}$	Constante dielétrica efetiva de um substrato
$\varepsilon_{\text{ref-CPW}}$	Constante dielétrica efetiva de uma guia de ondas coplanar

# Lista de Figuras

1.1	Geometrias fractais em diferentes estágios. (A) Sierpinski tradicional (B) Sierpinski modificado [66] . . . . .	24
1.2	Absorvedor de múltiplas camadas em cascata [67] . . . . .	24
1.3	Caracterização de FSSs cascata de geometria quadrada [68] . . . . .	25
1.4	FSS de 3 camadas com geometria <i>patch</i> e <i>patch</i> fendido [69] . . . . .	26
1.5	FSS em cascata com metassuperfície e circuitos equivalentes [70] . . . . .	27
1.6	Geometria matrioska [71] . . . . .	27
1.7	FSS com geometrias matrioska e dipolo duplo associadas [72] . . . . .	28
1.8	Protótipos de FSS com geometria matrioska [73] . . . . .	29
1.9	Filtros planares com geometria matrioska [74] . . . . .	30
1.10	FSS com geometria matrioska e dipolo cruzado [75] . . . . .	31
1.11	Geometria matrioska e negativo da geometria matrioska [76] . . . . .	32
1.12	Filtros planares quadrados e retangulares [77] . . . . .	32
1.13	FSS reconfigurável com diodos e indutores [78] . . . . .	33
2.1	Exemplo de superfície seletiva de frequência [Autoria Própria] . . . . .	38
2.2	FSS do tipo <i>patch</i> [81] . . . . .	38
2.3	FSS do tipo abertura [81] . . . . .	39
2.4	Exemplos de geometrias do elemento básico [17] . . . . .	40
2.5	Geometrias novas estudadas [82] [83] [71], [84] . . . . .	40
2.6	Exemplos de FSS passivas [82], [79] . . . . .	41
2.7	Exemplos de FSS reconfiguráveis [85], [86] . . . . .	41
2.8	Polarização de um sinal [87] . . . . .	42
2.9	Exemplo de polarização de linear [88] . . . . .	43
2.10	Exemplo de polarização inclinada e circular [88] . . . . .	43
2.11	FSS utilizada como anteparo na porta do forno de micro-ondas [83] . . . . .	44
2.12	Antena de banda dupla com sub-refletor usando FSS [89] . . . . .	44
2.13	Radome utilizando FSS [90] . . . . .	44
2.14	Janela eficiente utilizando FSS [91] . . . . .	45

2.15	Configuração para caracterização experimental da FSS com antenas corneta [83] . . . . .	46
2.16	Configuração para caracterização experimental da FSS com antenas corneta e lentes [83] . . . . .	47
2.17	Configuração para caracterização experimental da FSS em câmara anecoica [83] . . . . .	47
3.1	Bonecas russas matrioska [92] . . . . .	48
3.2	Geometria matrioska utilizada [Autoria Própria] . . . . .	49
3.3	Geometria matrioska utilizada [Autoria Própria] . . . . .	49
3.4	Geometrias matrioskas e circuitos equivalentes [93] . . . . .	51
3.5	Geometria matrioska da primeira FSS [Autoria Própria] . . . . .	51
3.6	Geometria matrioska da segunda FSS [Autoria Própria] . . . . .	51
3.7	Geometria matrioska e seu modelo negativo em cascata [Autoria Própria] . . . . .	51
3.8	FSS fabricada da geometria matrioska [Autoria Própria] . . . . .	52
3.9	FSS fabricada do negativo da geometria matrioska [Autoria Própria] . . . . .	53
3.10	Espaçamentos de acrílico utilizados [Autoria Própria] . . . . .	53
3.11	Fotografia da configuração utilizada na caracterização experimental das FSSs [Autoria Própria] . . . . .	54
3.12	Coordenadas espaciais de um modelo de campo radiado [87] . . . . .	55
3.13	Fotografia da configuração das FSSs em cascata [Autoria Própria] . . . . .	55
4.1	Resposta em frequência da FSS com geometria matrioska (rejeita-faixa) [Autoria Própria] . . . . .	58
4.2	Resposta em frequência da FSS com negativo da geometria matrioska (passa-faixa) [Autoria Própria] . . . . .	58
4.3	Distribuição de corrente elétrica da FSS com negativo da geometria matrioska (passa-faixa). [Autoria Própria] . . . . .	60
4.4	Distribuição de corrente elétrica do FSS com geometria matrioska (rejeita-faixa). [Autoria Própria] . . . . .	61
4.5	Resposta em frequência da FSS com geometria matrioska (rejeita-faixa) para a polarização $x$ para diferentes valores da inclinação $\phi$ [Autoria Própria] . . . . .	62
4.6	Resposta em frequência da FSS com geometria matrioska (rejeita-faixa) para a polarização $y$ para diferentes valores da inclinação $\phi$ [Autoria Própria] . . . . .	62

4.7	Resposta em frequência da FSS com o negativo da geometria matrioska (passa-faixa) para a polarização $x$ para diferentes valores da inclinação $\phi$ [Autoria Própria] . . . . .	65
4.8	Resposta em frequência da FSS com o negativo da geometria matrioska (passa-faixa) para a polarização $y$ para diferentes valores da inclinação $\phi$ [Autoria Própria] . . . . .	66
4.9	Resposta em frequência simulada da FSS em cascata [Autoria Própria] .	68
4.10	Distribuição de corrente elétrica da FSS em cascata com espaçamento de 12 mm entre camadas [Autoria Própria] . . . . .	69
4.11	Resposta em frequência experimental da FSS em cascata para a polarização $x$ [Autoria Própria] . . . . .	69
4.12	Resposta em frequência experimental da FSS em cascata para a polarização $x$ e 4 mm de espaçamento entre as camadas [Autoria Própria] . .	70
4.13	Resposta em frequência experimental da FSS em cascata para a polarização $y$ [Autoria Própria] . . . . .	71
4.14	Resposta em frequência experimental da FSS em cascata para a polarização $y$ e 4 mm de espaçamento [Autoria Própria] . . . . .	71
4.15	Resposta em frequência experimental da FSS em cascata com ângulo de inclinação $\phi$ para a polarização $y$ com 4 mm de espaçamento [Autoria Própria] . . . . .	72
4.16	Resposta em frequência experimental da FSS em cascata com ângulo de inclinação $\phi$ para a polarização $y$ da FSS em cascata com 12 mm de espaçamento [Autoria Própria] . . . . .	72
4.17	Resposta em frequência simulada da FSS em cascata sem deslocamento na camada passa-faixa [Autoria Própria] . . . . .	74
4.18	Resposta em frequência simulada da FSS em cascata com deslocamento de 1 mm na camada passa-faixa [Autoria Própria] . . . . .	74
4.19	Resposta em frequência simulada da FSS em cascata com deslocamento de 2 mm na camada passa-faixa [Autoria Própria] . . . . .	74
4.20	Resposta em frequência simulada da FSS em cascata com deslocamento de 3 mm na camada passa-faixa [Autoria Própria] . . . . .	75
4.21	Resposta em frequência simulada da FSS em cascata com deslocamento de 4 mm na camada passa-faixa [Autoria Própria] . . . . .	75
4.22	Resposta em frequência simulada da FSS em cascata com deslocamento de 5 mm na camada passa-faixa [Autoria Própria] . . . . .	75
4.23	Dispersão das medições das FSS em cascata para o ângulo $0^{\circ}$ [Autoria Própria] . . . . .	80

4.24	Dispersão das medições das FSS em cascata para o ângulo $60^\circ$ [Autoria Própria] . . . . .	80
4.25	Comparação de respostas de frequência experimentais e numéricas para FSS com geometria matrioska (rejeita-faixa) [Autoria Própria] . . . . .	80
4.26	Comparação de respostas de frequência experimentais e numéricas para FSS com negativo da geometria matrioska (passa-faixa) [Autoria Própria] . . . . .	81
4.27	Comparação de respostas de frequência experimentais e numéricas para FSS em cascata com espaçamento de 4 mm [Autoria Própria] . . . . .	82
4.28	Comparação de respostas de frequência experimentais e numéricas para FSS em cascata com espaçamento de 8 mm [Autoria Própria] . . . . .	83
4.29	Comparação de respostas de frequência experimentais e numéricas para FSS em cascata com espaçamento de 12 mm [Autoria Própria] . . . . .	83
4.30	Comparação de respostas de frequência experimentais e numéricas para FSS em cascata com espaçamento de 16 mm [Autoria Própria] . . . . .	83
4.31	Comparação de respostas de frequência experimentais e numéricas para FSS em cascata com espaçamento de 20 mm [Autoria Própria] . . . . .	84

# Lista de Tabelas

1.1	Larguras de banda e geometrias das FSSs dos artigos na área de estudo	34
1.2	Contribuições da tese em comparação com artigos correlatos ao tema da tese . . . . .	35
1.3	Inovações de dissertações utilizando geometria matrioska . . . . .	35
3.1	Dimensões da geometria matrioska utilizada . . . . .	52
4.1	Frequências de ressonância medidas da FSS rejeita-faixa . . . . .	67
4.2	Frequências de ressonância medidas da FSS passa-faixa . . . . .	67
4.3	Larguras de banda da FSS em cascata para as polarizações $x$ e $y$ . . . . .	73
4.4	Larguras de banda da FSS em cascata para a polarização $y$ . . . . .	73
4.5	Medições de larguras de banda da FSS em cascata para a polarização $y$ e inclinação angular de $0^\circ$ . . . . .	76
4.6	Medições de larguras de banda da FSS em cascata para a polarização $y$ e inclinação angular de $10^\circ$ . . . . .	77
4.7	Medições de larguras de banda da FSS em cascata para a polarização $y$ e inclinação angular de $20^\circ$ . . . . .	77
4.8	Medições de larguras de banda da FSS em cascata para a polarização $y$ e inclinação angular de $30^\circ$ . . . . .	78
4.9	Medições de larguras de banda da FSS em cascata para a polarização $y$ e inclinação angular de $40^\circ$ . . . . .	78
4.10	Medições de larguras de banda da FSS em cascata para a polarização $y$ e inclinação angular de $50^\circ$ . . . . .	79
4.11	Medições de larguras de banda da FSS em cascata para a polarização $y$ e inclinação angular de $60^\circ$ . . . . .	79
4.12	Frequências de ressonância das FSSs individuais e erro relativo . . . . .	81
4.13	Larguras de banda da FSS em cascata e erro relativo . . . . .	84

# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>12</b>
1.1	Motivação . . . . .	12
1.2	Objetivos . . . . .	15
1.3	Configuração da FSS Estudada . . . . .	16
1.4	Estado da Arte . . . . .	16
1.5	Revisão Bibliográfica . . . . .	23
1.5.1	Artigos passados utilizando FSS . . . . .	23
1.5.2	Dissertações passadas utilizando geometria matrioska . . . . .	28
1.6	Contribuições da Tese . . . . .	33
1.7	Conclusões do Capítulo . . . . .	36
<b>2</b>	<b>Fundamentação Teórica</b>	<b>37</b>
2.1	Superfícies Seletivas em Frequência . . . . .	37
2.1.1	Classificação de FSS . . . . .	37
2.1.2	Polarização . . . . .	41
2.1.3	Aplicações da FSS . . . . .	43
2.2	Técnicas de Análise . . . . .	45
2.2.1	Caracterização numérica . . . . .	45
2.2.2	Caracterização experimental . . . . .	46
2.3	Conclusões do Capítulo . . . . .	47
<b>3</b>	<b>Descrição do Projeto</b>	<b>48</b>
3.1	Geometria Matrioska . . . . .	48
3.2	Configuração de Medição . . . . .	52
3.3	Conclusões do Capítulo . . . . .	56
<b>4</b>	<b>Análise dos Resultados</b>	<b>57</b>
4.1	Caracterização das FSS Individuais . . . . .	58
4.1.1	Resultados simulados . . . . .	58
4.1.2	Resultados experimentais . . . . .	61

4.2	Caracterização da FSS em Cascata . . . . .	67
4.2.1	Resultados simulados . . . . .	68
4.2.2	Resultados medidos . . . . .	69
4.2.3	Outros aspectos . . . . .	72
4.3	Análise e Comparação de Resultados . . . . .	79
4.4	Conclusões do Capítulo . . . . .	86
<b>5</b>	<b>Conclusões</b>	<b>87</b>
5.1	Produção Científica . . . . .	89
5.2	Trabalhos Futuros . . . . .	89
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>91</b>

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Motivação

A tecnologia de superfícies seletivas em frequência (*Frequency Selective Surfaces* - *FSS*) originou-se na teoria eletromagnética há mais de 50 anos e os pesquisadores gradualmente desenvolveram suas principais arquiteturas e identificaram suas propriedades eletromagnéticas por volta de 1975. Com novos materiais incorporados à unidade básica da FSS por volta do ano 2000, a FSS passou a ser gradualmente empregada no projeto de antenas, conformação de feixes eletromagnéticos e em outras áreas de Telecomunicações. Em 2004, as FSSs foram usadas no projeto de antenas devido a sua capacidade de melhorar o desempenho da antena. A FSS pode ser adequadamente implantada ao redor da antena para fornecer aprimoramento seletivo ou supressão de ondas eletromagnéticas em uma faixa de frequência específica. Além disso, estruturas leves e projetadas com nanomateriais, fixas ou flexíveis, também podem ser incorporadas a dispositivos vestíveis inteligentes para monitorar parâmetros fisiológicos humanos [1–4].

Nas últimas décadas, superfícies refletoras e absorvedores eletromagnéticos têm despertado interesse devido ao seu amplo espectro de aplicações. Essas aplicações incluem radomes, redução da seção transversal do radar, blindagem contra interferência eletromagnética (*Electromagnetic Interference* - *EMI*), comunicações militares, comunicações ópticas, etiquetas de identificação por radiofrequência (*Radio Frequency Identification* - *RFID*), células solares, detectores térmicos, bolômetros, tecnologias furtivas para plataformas aéreas, materiais absorventes de interferência eletromagnética em radares e comunicações por satélite [5–15]. Para aplicações furtivas, absorvedores eletromagnéticos são usados para minimizar a seção transversal do radar (*Radar Cross Section* - *RCS*) de vários alvos, como mísseis, para evitar que sejam detectados pelo sistema de detecção do radar. Materiais absorvedores em radares (*RAM*) também são usados para

filtrar a captação de sinais refletidos em estruturas metálicas laminadas, como aeronaves, tanques, navios, etc. Os absorvedores de micro-ondas protegem o transmissor e o receptor usados em sistemas de comunicações por satélite para evitar EMI. Além disso, as aplicações incluem proteção de dispositivos eletrônicos de uso diário contra EMI e câmaras anecoicas para teste de diversos equipamentos eletrônicos [16, 17].

Uma superfície seletiva em frequência consiste em um conjunto de elementos metalodielétricos ou dielétricos dispostos em um arranjo bidimensional. Durante os últimos anos, os projetos baseados em FSSs encontraram aplicações em diversas áreas, como sistemas de comunicações, dispositivos de micro-ondas de alta potência, sistemas aeroespaciais e instrumentação médica. Entre muitas outras aplicações, as FSSs também têm sido amplamente utilizadas no projeto de refletores ou absorvedores eletromagnéticos. Essas FSSs são potencialmente leves, finas e econômicas e podem fornecer largura de banda específica para as necessidades do projetista. Dependendo de vários fatores, como modo de excitação, perfil estrutural, formato do elemento, etc., uma estrutura baseada em FSS pode ter configurações diferentes. Embora a FSS simples de camada única seja fácil de fabricar, é difícil melhorar sua largura de banda, que é uma limitação que, nos últimos anos, com o desenvolvimento de antenas com maior largura de banda, está se tornando cada vez mais incômoda. Uma das soluções para essa limitação é o projeto de FSSs com múltiplas camadas, criando um filtro otimizado e um desempenho multibanda na resposta em frequência [16–18].

Neste estudo, uma visão geral das FSSs é apresentada, assim como o desenvolvimento de um modelo de FSS em cascata com geometria matrioska, incluindo o projeto e análise, técnica de fabricação e medição. As FSSs em cascata são projetadas para fornecerem um decaimento mais rápido na intensidade da resposta em frequência assim como uma largura de banda maior em relação às FSSs de única camada. A largura de banda de FSSs em cascata é geralmente maior que 500 MHz e pode ser considerada para aplicações em banda ultralarga (*Ultra WideBand* – UWB). Elas são compostas de materiais dielétricos com um ou mais substratos entre suas camadas, podendo ser o próprio ar [17, 19, 20].

Dos mais recentes estudos, as FSSs podem ser consideradas candidatas às tecnologias que dão suporte ao sistema 6G para satisfazer os vários requisitos rigorosos de qualidade de serviço (*Quality of Service* - QoS). Como as redes 6G disponibilizam mais recursos espectrais, as FSSs podem ser projetadas para seleção de frequência e formação de feixe de acordo com as necessidades de comunicação em diferentes bandas e comprimentos de onda, proporcionando flexibilidade e otimizando o desempenho da utilização dos recursos do espectro. A partir do projeto racional e da otimização da estrutura das FSSs, elas podem usadas para o controle e ajuste das características

de transmissão de ondas eletromagnéticas incidentes, como coeficientes de reflexão e transmissão, para obter transmissão direcional, formação de feixe e aprimoramento de sinais e melhorar a qualidade e cobertura da comunicação. Enquanto isso, devido ao comportamento de filtro passa-faixa ou rejeita-faixa das FSSs, elas podem proteger os sinais em bandas de frequência específicas para reduzir interferências indesejadas, o que melhora a qualidade do sinal desejado e a confiabilidade do canal de transmissão. Além disso, as FSSs podem ser usadas para regular a transmissão e distribuição de sinais, podem ajudar as redes celulares a melhorar a cobertura do sinal e a otimizar os percursos de propagação para reduzir perdas desnecessárias de energia. As FSSs podem ser instaladas em paredes para aumentar a cobertura do sinal em ambientes internos ou em satélite para melhorar a qualidade do sinal transmitido na banda Ku. As FSSs podem melhorar a área de cobertura com suas características reflexivas e transmissivas e reduzir a interferência, características seletivas e de absorção. Portanto, o alcance de cobertura e a capacidade de supressão de interferências do sistema assistido por FSS são melhorados [21–24].

Nas redes de comunicações em ambientes internos, como escritórios ou salas que usam Wi-Fi, as FSSs pode ser instaladas nas paredes para melhorar a qualidade do serviço. Ao instalar e configurar adequadamente essas FSSs, a área de cobertura interna livre de pontos cegos pode ser alcançada e diferentes ganhos de canal em diferentes salas internas podem ser alcançados. Além disso, as FSSs também podem ser implantadas em pontos de acesso de redes sem fio para transmitir seletivamente ou proteger sinais em bandas de frequência específicas e proteger as comunicações internas do usuário da camada física. Em ambientes urbanos, como cidades com intenso uso de redes sem fio, tem-se comunicações ar-terra assistidas por FSSs. A FSS também pode melhorar o desempenho da comunicação em redes aéreas assistidas por veículos aéreos não tripulados (*Unmanned Aerial Vehicle* - UAV), redes terrestres e sistemas de entrega *take-away*. Em sistemas de comunicação ar-solo assistidos por FSS em UAVs, diodos capacitivos ou diodos de comutação podem ser ajustados para controlar a direção da transmissão, o que cria um enlace em linha de visada (*Line-of-Sight* - LoS) virtual entre o UAV e o usuário. Esse método de comunicação reduz a perda de energia pelo movimento do UAV. Além disso, se a comunicação com o usuário estiver estabelecida por meio do sistema assistido pela FSS, um invasor não pode interferir na comunicação dos usuários sem conhecer a frequência de ressonância relevante da FSS. Outra aplicação das FSSs é nas comunicações SAGIN (*Space-Air-Ground Integrated Network*) assistidas por FSS, em que a FSS pode ser implantada em satélites, plataformas de altitude elevada, UAVs, navios, estações radiobase ou pontos de acesso. Se obstáculos impedirem a comunicação entre o utilizador terrestre e as estações base ou UAV,

eles podem estabelecer uma ligação em LoS virtual com o utilizador por meio da FSS apropriada. Por último, tem-se aplicações em redes de internet das coisas (*Internet of Things*) assistidas por FSSs, nas quais as FSSs podem ajudar casas inteligentes, fábricas inteligentes e algumas aplicações sensíveis a atrasos para melhorar a qualidade do sinal e reduzir a interferência de sinais em outras faixas de frequência [25–29].

A escolha por desenvolver uma FSS em cascata utilizando a geometria matrioska e o seu negativo é justificada pelo desafio de construir uma FSS em cascata com otimização de volume, para que se possa obter uma largura de banda ultralarga na faixa de frequência de 1,8 GHz a 3,8 GHz, que inclui não apenas os canais de 2,4 GHz e 3,5 GHz, mas também frequências abaixo de 2 GHz, em que muitas aplicações estão implementadas.

## 1.2 Objetivos

### Geral

O objetivo da tese é apresentar o desenvolvimento e o projeto de uma FSS em cascata, com geometria matrioska, para aumentar a largura de banda. É realizada uma análise da influência das camadas individuais e do espaçamento entre as superfícies na resposta em frequência da estrutura proposta. O projeto envolve uma FSS em cascata de duas camadas, uma com geometria matrioska e outra com a geometria invertida ou negativa da matrioska. Este projeto agrega ao estado da arte o primeiro uso da geometria matrioska em uma FSS em cascata, além de otimizar a minimização de espaçamento, pois com essa estrutura é possível obter uma largura de banda de até 2 GHz na faixa de 1,8 GHz a 3,8 GHz com apenas duas camadas e um espaçamento de 12 mm, além de uma largura de banda de 1,2 GHz na faixa de 2 GHz a 3,2 GHz com um espaçamento entre camadas de 4 mm.

### Específicos

- Revisar a literatura referente às FSSs (*Frequency Selective Surfaces*) e destacar suas principais características, tais como geometrias e dimensões, resposta em frequência e aplicações;
- Assimilar os princípios da geometria matrioska e seu modelo negativo;
- Projetar, simular e determinar numericamente o melhor modelo e posicionamento entre as duas FSSs;
- Fabricar e caracterizar experimentalmente a FSS projetada;

- Comparar os resultados experimentais obtidos com os resultados numéricos, assim como com as especificações iniciais do projeto;
- Documentar os resultados obtidos.

### 1.3 Configuração da FSS Estudada

O projeto de microfitas e FSSs tem recebido mais atenção nos últimos anos e sido considerado em uma variedade de estudos e aplicações devido a sua fácil fabricação e diversidade de utilizações, [30–34]. Entre as aplicações das FSSs, uma das mais comuns é o anteparo de fornos de micro-ondas, com outros usos se tornando mais populares como em radomes, utilizados para proteção de antenas de radar contra agentes atmosféricos [35, 36], sub-refletores para otimizar o sinal recebido pela antena [37, 38], paredes inteligentes que otimizam os sinais incidentes ao atenuar o ruído e redirecionar componentes que estejam fora das frequências desejadas [39–41] e outras aplicações que têm sido desenvolvidas nas últimas décadas [42–45]. Todas essas aplicações emergentes incentivam mais pesquisas e a investigação de materiais especiais e novos projetos para sistemas de antenas. Isso traz novos desafios para o projeto de sistemas de telecomunicações. Um desses desafios é o avanço da tecnologia das antenas modernas, que tem aumentado cada vez mais a sua largura de banda [46, 47] e criado um obstáculo para as FSSs mais compactas, já que uma de suas características comuns é uma largura de banda estreita. Em resposta a esse desenvolvimento, as FSS de múltiplas camadas têm recebido atenção dos pesquisadores por fornecerem uma resposta em frequência de maior largura de banda, podendo até mesmo ter aplicações em ultrabandalarga (*Ultra Wideband - UWB*) [48–50].

Neste projeto é proposto o desenvolvimento e a análise da geometria matrioska com aplicação em FSSs em cascata de duas camadas, permitindo um aumento na largura de banda de até 2 GHz na faixa de 1,8 GHz a 3,8 GHz, além de uma largura de banda de 1,2 GHz na faixa de 2 GHz a 3,2 GHz com um espaçamento menor entre camadas, de 4 mm.

### 1.4 Estado da Arte

As FSSs encontram várias aplicações modernas. Em [51], por exemplo, é discutido como elas podem contribuir para que edifícios com arquitetura revestida por muitas vidraças possam ter o consumo de energia elétrica, empenhado em refrigeração e aquecimento, reduzido ao mesmo tempo que é garantida a transmissão de ondas eletromagnéticas portadoras de informação através das vidraças. De acordo com os autores, os

edifícios comerciais e residenciais representam 27% do consumo global de eletricidade com refrigeração e aquecimento. Grande parte da energia térmica no interior desses edifícios é desperdiçada pela transmissão através de janelas convencionais. Janelas de baixa emissividade (low-e) têm então sido propostas como solução eficaz para minimizar a utilização de energia por serem capazes de refletir a radiação de calor externa, reduzindo assim as cargas de resfriamento. Essas janelas têm sido utilizadas tanto em setores arquitetônicos quanto automotivos para bloquear a radiação ultravioleta (*Ultraviolet* - UV) e infravermelha (*Infra-Red* - IR) do Sol. As janelas são constituídas com revestimentos finos multicamadas (camadas metálicas e dielétricas), que são altamente transparentes à luz visível, mas refletem a radiação infravermelha (calor). No entanto, as camadas metálicas atenuam os sinais utilizados nas telecomunicações modernas, tais como sinais de radiofrequência (*Radio Frequency* - RF) e micro-ondas. Devido à demanda por cobertura confiável de comunicações móveis, essas janelas precisam ser transparentes para ondas nas faixas de frequência desses sinais. Uma tecnologia que permite solucionar esse problema é a FSS, que pode ser incorporada à superfície das janelas para filtrar de forma seletiva as ondas eletromagnéticas.

Uma outra aplicação atual das FSSs é apresentada em [52]. Esse artigo propõe um projeto de antena monopolo flexível e reconfigurável com FSS para aplicações em Internet das Coisas (*Internet of Things* - IoT). A antena proposta opera em três das bandas de frequência. Essa antena é um monopolo alimentado por guia de onda coplanar (*Coplanar Wave* - CPW) com dois braços balanceados impressos em um substrato flexível fino da marca ROGERS 3003. O comprimento do braço direito da antena é usado para obter a reconfiguração usando diodos PIN. Para melhorar o ganho da antena, uma FSS simples foi projetada para ser colocada sob a antena a uma distância de 15 mm. A FSS opera com eficiência na faixa de 2 a 4,5 GHz e melhorou o ganho da antena. Ganhos máximos de 6,5 dBi, 7,52 dBi e 7,91 dBi foram alcançados nas três bandas de frequência para as quais o dipolo foi projetado. O comportamento da antena flexível foi avaliado tanto para uma estrutura de FSS plana quanto para uma estrutura encurvada e um desempenho estável foi observado em ambos os casos.

Em [53] uma FSS é associada a uma antena de microfita para obter uma largura de banda ultralarga (*Ultra Wide Band* - UWB). A antena contém um *patch* hexagonal com vários *stubs* inseridos para o provimento de uma banda ultralarga de 5 GHz a 17 GHz. Para refletir a radiação direcionada para trás, a camada FSS é posicionada abaixo da camada da antena para melhorar ligeiramente a largura de banda e aumentar o ganho de 6,5 dB para 10,5 dB. A antena acoplada à FSS oferece uma banda ultralarga de 15 GHz na faixa de 3 GHz a 18 GHz. A matriz FSS contém células unitárias  $5 \times 5$  e tem um tamanho total de 50 mm  $\times$  50 mm. A antena UWB proposta e a camada FSS

são projetadas sobre o substrato Rogers RT/Duroid 6002 com uma espessura de 1,52 mm. A antena UWB com FSS proposta é projetada usando a ferramenta de simulação eletromagnética *High Frequency Structure Simulator* (HFSS v9). Os resultados previstos pelo software para a antena sugerida, acoplada à FSS, foram verificados com um protótipo de hardware fabricado e comparados a resultados de pesquisas publicadas, demonstrando que a antena é uma forte candidata para futuros dispositivos sem fio de alto ganho e banda larga.

Um elemento radiante consistindo de um *patch* circular modificado é proposto em [54] para arranjos MIMO em aplicações de ondas milimétricas 5G. Os elementos radiantes do arranjo de antenas  $2 \times 2$  proposto são configurados ortogonalmente entre si para mitigar o acoplamento mútuo que, de outra forma, degradaria o desempenho do sistema MIMO. O arranjo foi fabricado em substrato de alta frequência do tipo Rogers RT/Duroid com constante dielétrica igual a 2,2, espessura 0,8 mm e tangente de perda de 0,0009. A antena individual do arranjo tem largura de banda medida de 1,6 GHz na faixa de 27,25 a 28,85 GHz para  $|S(1, 1)| \leq -10$  dB, e o arranjo tem um ganho de 7,2 dBi na frequência 28 GHz com isolamento entre radiadores superior a 26 dB. O ganho do arranjo foi aumentado com a introdução de uma FSS formada por um arranjo de  $7 \times 7$  células unitárias compreendendo ressonadores retangulares em forma de letra C, uma embutida dentro da outra, com um *patch* central com fenda cruzada. Com a FSS, o ganho do arranjo aumentou para 8,6 dBi em 28 GHz. A radiação do arranjo é direcional e perpendicular a sua superfície plana. Devido ao baixo acoplamento entre os elementos radiantes, seu coeficiente de correlação de envelope é inferior a 0,002 e seu ganho de diversidade é maior que 9,99 dB na banda operacional 5G, centrada em 28 GHz entre 26,5 GHz e 29,5 GHz.

Em [55], um arranjo de antenas de abertura, compartilhado entre as faixas de frequência Ku e Ka, com desempenho elevado propiciado por uma FSS, em termos de ganho, eficiência e isolamento entre faixas de frequência, é investigado. A antena consiste de dois arranjos de dipolos, um  $8 \times 8$  para a banda Ka e outro  $4 \times 4$  para a banda Ku. A estrutura proposta é formada com o arranjo  $8 \times 8$  impresso na face superior do substrato, uma FSS passa-baixa impressa na face oposta do substrato e o arranjo  $4 \times 4$  impresso na face superior de um segundo substrato, de modo que os dois arranjos formam um sanduíche com a FSS. Para obter boa eficiência, as linhas de alimentação são implementadas com *striplines* paralelas. A FSS passa-baixa, impressada pelo arranjo da banda Ku e pelo arranjo da banda Ka, funciona como plano de terra do arranjo para a banda Ka e é transparente para a banda Ka. Além disso, um filtro de transformação de impedância de terceira ordem é integrado à rede de alimentação do arranjo da banda Ka. O arranjo de antenas proposto apresenta então largura de

banda de impedância de -10 dB igual a 19,07% de 14,47 GHz a 17,52 GHz e 23,66% de 30,19 GHz a 38,29 GHz, com picos de ganho de 18,9 dBi em 16 GHz e 24,85 dBi em 35 GHz, respectivamente.

Uma FSS passa-faixa com baixa perda de inserção e estabilidade angular, em relação à variação do ângulo horizontal de incidência da frente de onda, composta de três camadas metálicas é proposta em [56]. As camadas metálicas superior e inferior são acopladas por meio de uma camada de anel metálico para formar a estrutura da FSS. O modelo do circuito equivalente é derivado para explicar o princípio de operação da FSS proposta. No projeto, dois zeros de transmissão são gerados em ambos os lados da banda passante, contribuindo para o desempenho em termos de alta seletividade da estrutura. Além disso, são fornecidas as distribuições superficiais de corrente elétrica para a análise do mecanismo de geração dos zeros de transmissão. O desempenho da FSS proposta é insensível à polarização e ao ângulo horizontal de incidência da onda incidente. Para verificar o desempenho, foi fabricado um protótipo da FSS, cujos resultados medidos corroboraram os simulados.

Em [57] é apresentado um polarizador circular metálico baseado em uma FSS passa-faixa que converte a polarização linear da onda incidente para uma polarização circular na banda Ka. O polarizador proposto é formado por três telas metálicas perfuradas idênticas. O *slot* em formato de cruz de Jerusalém é usado como elemento básico do polarizador circular para prover uma tela totalmente metálica e compacta. O *slot* de Jerusalém permite que o projeto seja realizado sem imperfeições mecânicas. Um protótipo com  $35 \times 35$  elementos foi então projetado e fabricado usando uma técnica econômica de gravação química em metais e as medições realizadas corroboram as simulações numéricas obtidas. No caso em que a frente de onda incide paralela à superfície da FSS, o polarizador opera na faixa de frequência de 27,5 GHz a 30,1 GHz e no caso que a frente de onda incide oblíqua à superfície da FSS a faixa de frequência de operação é reduzida.

Um absorvedor de energia eletromagnética baseado FSS, insensível à polarização da onda incidente e de largura de banda ultralarga é proposto em [58] para aplicações nas bandas S a K. O absorvedor é formado por duas placas de compensação, uma camada FSS com perdas e uma placa dielétrica aterrada. A célula unitária da FSS tem por geometria uma combinação de um nó chinês de segunda ordem e uma cruz. Para melhorar a largura de banda e a estabilidade angular do absorvedor de camada única, é incorporada uma camada de compensação composta por placas de FR4 e polimetilmetacrilato (PMMA). O absorvedor assim proposto apresenta uma taxa de absorção de mais de 90% na faixa de frequência de 3,1 GHz a 22,1 GHz. Mesmo quando sujeito a uma incidência oblíqua de  $45^\circ$ , o absorvedor mantém uma taxa de

absorção de 80% na faixa de frequência de 4,4 GHz a 19,1 GHz para polarizações TE e TM. A espessura total do absorvedor proposto é  $0,0848\lambda_L$  (o comprimento de onda na frequência de corte mais baixa) e apenas 1,08 vezes o limite de Rozanov. Para validar o projeto, um protótipo do absorvedor proposto foi fabricado e medido.

Outra aplicação promissora das FSS é no auxílio a sistemas eletrônicos de detecção e identificação de materiais. Essa tarefa é crucial em muitas situações, como classificação de resíduos e detecção de materiais perigosos. Embora os sistemas existentes, baseados em sinais de radiofrequência (RF), tenham alcançado grande sucesso, eles têm precisão de identificação limitada quando os sinais de RF não conseguem penetrar o alvo ou quando um alvo tem materiais externos e internos diferentes.

Em [59] é proposto um sistema de identificação de materiais de alta precisão baseado em uma etiqueta de FSS, também denominada FSS-Tag, que utiliza tanto os sinais incidentes quanto o efeito do acoplamento eletromagnético. Especificamente, uma etiqueta FSS foi projetada e anexada a um material alvo e a resposta em frequência da etiqueta foi então utilizada para a detecção do material, uma vez que diferentes materiais-alvo têm diferentes respostas em frequência. A principal vantagem desse sistema é que quando os sinais de RF passam através de um alvo com a etiqueta FSS, o sinal penetrante interage mais com o material interno e o efeito do acoplamento (entre o alvo e a etiqueta) atua mais sobre o material externo, de modo que pode-se obter uma maior precisão de detecção. O desafio está em como encontrar parâmetros de projeto da tag para que as respostas em frequência de diferentes materiais alvo possam ser claramente distinguidas. Esse desafio foi contornado estabelecendo-se um modelo de otimização de parâmetros. Experimentos mostraram que o sistema FSS-Tag atinge mais de 91% de precisão na identificação de oito materiais comuns e melhora a precisão em até 38% e 8% em comparação com o Método Baseado em Sinal Penetrante de Última Geração, TagScan, e o Método Tagtag Baseado em Efeito de Acoplamento, respectivamente.

FSS também é considerada em [60] como base para a proposta de uma superfície seletiva em ângulo (*Angle Selective Surface - ASS*) com polarização dupla baseada em uma FSS de camada dupla para obter seletividade angular. Ao construir adequadamente a estrutura da FSS de camada única, os modos de operação passa-faixa e rejeita-faixa são produzidos pela ASS sob incidências normais e oblíquas, respectivamente, resultando em seletividade angular. Resultados simulados mostram que a ASS proposta atinge uma faixa angular de passagem ( $|S(2,1)| > -1$  dB) de  $0^\circ$  a  $10^\circ$  e uma faixa angular de rejeição ( $|S(2,1)| < -20$  dB) de  $31^\circ$  a  $85^\circ$  com uma espessura de perfil de  $0,6\lambda$ . A ASS proposta pode desempenhar um papel importante em muitas aplicações, como na minimização dos lóbulos laterais de uma antena.

Uma espécie de escudo eletromagnético baseado em uma FSS operante em banda dupla (dual band) e insensível à polarização da onda incidente é proposta em [61]. A célula unitária miniaturizada da FSS consiste de um laço cruzado de Jerusalém modificado e um laço quadrado modificado nos cantos da célula. Esses elementos da FSS são dispostos em uma configuração coplanejada sobre um substrato Rogers 5880 de camada única e oferecem, conjuntamente, blindagem eficaz nas bandas X e Ku. Além disso, a FSS manifesta características de filtro rejeita-faixa independente da polarização da onda incidente e é estável a vários ângulos oblíquos de incidência para ambas as polarizações TE e TM. A estrutura da FSS obtida é caracterizada por um circuito concentrado equivalente para auxiliar a análise do fenômeno de supressão de ondas EM. Um protótipo da FSS fabricada foi testado e os resultados simulados e medidos apresentaram boa concordância, tornando a configuração proposta uma candidata em potencial para aplicações de blindagem/isolamento de RF.

Em relação aos procedimentos de fabricação, em [62] são apresentados o projeto e a fabricação de uma FSS para a banda de THz com base na aplicação conjunta de duas tecnologias distintas, denominadas eletrônica imprimível (*Printable Electronics* - PE) e impressão tridimensional (3D). Inicialmente a tinta de nanopartículas de prata foi impressa em um substrato de tereftalato de polietileno (PET) utilizando uma técnica de PE industrial em grande escala com uma unidade impressa flexográfica, enquanto a FSS impressa em 3D foi fabricada por meio de um sistema seletivo de fusão a laser. As características de filtragem de ambos os tipos de FSS foram verificadas por meio de simulação e experimentos. Além disso, a abordagem de ajuste rotacional foi aplicada a duas FSSs idênticas para formar uma FSS reconfigurável denominada FSS de Moiré. Com base nos resultados numéricos obtidos, foi constatado que a técnica proposta que utilizou a FSS de Moiré baseada em PE atingiu uma profundidade de modulação de 58% em 0,25 THz, enquanto a verificação experimental apresentou uma profundidade de modulação de 41% em 0,22 THz, confirmando que sua adoção é econômica e eficaz.

Em [63] é apresentada uma FSS passa-faixa tri-banda que apresenta comportamento de filtro de alta ordem em diferentes faixas de frequência por meio de uma estrutura de FSS complementar, também denominada FSS negativa. A FSS proposta é composta por três arranjos periódicos metálicos separados por substratos dielétricos multicamadas. A estrutura de circuito duplo em grade (G-DCL), que é a estrutura da camada intermediária, é um ressonador híbrido que gera diferentes frequências ressonantes. As estruturas das camadas superior e inferior são projetadas como estruturas complementares à camada intermediária. Para descrever com precisão as respostas em frequência, um modelo de circuito equivalente foi construído em toda a banda de 0 a 16 GHz. Os resultados da simulação indicam que a FSS desenvolvida pode apresentar

três bandas de passagem em torno de 3,79 GHz, 8,34 GHz e 12,52 GHz, respectivamente. As larguras de banda fracionárias em -3 dB são 52,8%, 13,7% e 19,7%. As respostas em frequência, em termos do coeficiente de transmissão, mostram uma rápida transferência da banda passante para a banda de rejeição e há uma supressão fora de banda significativa entre bandas passantes adjacentes. Além disso, a FSS mantém excelente estabilidade angular e de polarização dentro de uma faixa angular de 30°. Para verificação, a FSS tribanda foi fabricada e testada e os resultados experimentais coincidiram com os resultados da simulação, validando a precisão do projeto.

Em [64] é proposto um novo procedimento para o projeto de topologias com muitos graus de liberdade (*Degrees of Freedom* - DoFs). O trabalho propõe um método de projeto topológico inverso (*Inverse Topological Design Method* - ITDM) baseado em aprendizado de máquina para estruturas de FSS a partir de uma nova perspectiva. No ITDM proposto, a entrada é um conjunto de curvas do módulo do parâmetro  $S_{11}$  em função da frequência e a saída é a estrutura FSS prevista, apresentada como uma imagem. Para obter o conjunto de dados de treinamento, é proposta uma estratégia eficiente de construção do conjunto de dados de treinamento baseada em diversas estruturas clássicas de FSS. A vantagem desse método é que as amostras de treinamento podem ser garantidas com alta qualidade, de modo que a convergência do modelo é mais rápida. Dois exemplos numéricos de estruturas FSS de camada única e dupla envolvendo um grande número de variáveis são empregados para validar a eficácia do ITDM proposto. Além disso, as estruturas topológicas fabricadas também são medidas para verificar o desempenho de uma FSS projetada com o ITDM.

Aprendizado de máquina também é considerado em [65] no projeto eficiente de estruturas FSS com muitos graus de liberdade (DoFs). Um método de projeto espacial inverso (*Spatial Inverse Design Method* - SIDM), baseado na tecnologia de aprendizado de máquina, é proposto. Esse SIDM aproveita as vantagens da modelagem inversa e do projeto topológico para projetar espacialmente a FSS. Diferente da modelagem paramétrica ou topológica simples, que envolve apenas um tipo de variável, ou seja, variáveis binárias ou contínuas, o SIDM proposto contém variáveis binárias e contínuas para modelar a FSS de forma flexível e com menor custo. Uma rede neural com perceptron multicamadas (*Multilayers Perceptron* - MLP) é então empregada para capturar as características de ambos os tipos de variáveis e realizar o mapeamento da resposta em frequência na estrutura FSS correspondente. Três exemplos numéricos de FSS de camada única, absorvedor FSS e FSS multicamadas são empregados para verificar a eficácia do método proposto. As estruturas topológicas fabricadas também foram fabricadas e medidas para verificar o desempenho das FSSs projetadas.

## 1.5 Revisão Bibliográfica

### 1.5.1 Artigos passados utilizando FSS

Nesta seção são apresentados os artigos científicos tomados como base para a realização deste estudo. A partir deles é fundamentada a tese desenvolvida. Cada artigo é apresentado a seguir, com um breve resumo de seu conteúdo assim como as contribuições que a tese apresenta em comparação com eles.

O trabalho em [66] apresenta quatro estágios diferentes de duas geometrias fractais distintas, a geometria fractal Sierpinski tradicional e a sua versão melhorada, como mostrado na Figura 1.1. Há também uma análise da resposta em frequência da FSS implementada com cada estágio para ambos os fractais, mostrando sua frequência de ressonância e largura de banda. Além disso, os autores de [66] apresentam uma análise da resposta em frequência medida da FSS com a geometria fractal melhorada para diferentes ângulos de incidência para demonstrar o efeito da polarização elétrica transversal (TE) e da polarização magnética transversal (TM). O artigo [66] também apresenta uma comparação de ambas as geometrias no quarto estágio. O projeto melhorado do fractal Sierpinski é um bom exemplo de uma geometria com estabilidade ao ângulo de incidência, à polarização e com larguras de banda de 910 MHz e 1630 MHz em frequências ressonantes de 2,4 GHz e 5,45 GHz. Na presente tese, uma FSS em cascata com geometria matrioska apresenta a vantagem de atingir uma largura de banda maior, em torno de 2,4 GHz. Essa largura de banda inclui frequências de 1,8 GHz a 3,8 GHz, com aplicações para a banda de 2,0 GHz, o sistema 5G em 3,5 GHz e a faixa de frequência de rede local sem fio (*Wireless Local Area Network* - WLAN), conforme proposto em [66].

Uma geometria de anel quadrado simples em múltiplas camadas é proposta em [67], usando um total de quatro camadas em sua FSS em cascata, para prover absorção de energia em uma largura de banda de mais de 3 GHz no intervalo de 2,4 GHz a 6,13 GHz. As FSSs são projetadas com uma geometria de anel quadrado simples e o mesmo FR-4 em cada camada. A superfície metálica das FSSs é modificada em um material resistivo para duas camadas e mantida como um material metálico condutor para as outras duas. A camada resistiva é um material dielétrico coberto com uma fina película de níquel-fósforo, enquanto a superfície condutora é um material simples de cobre. Simulações foram realizadas e medições foram obtidas da FSS em cascata para dois espaçamentos diferentes entre as camadas, 5 mm e 10 mm, com comparações entre os espaçamentos e entre resultados simulados e medidos. O trabalho em [67] é uma FSS em cascata absorvedora de quatro camadas para uma faixa de frequência de 2,48 GHz a 6,13 GHz e uma largura de banda maior que 3 GHz. A principal vantagem da

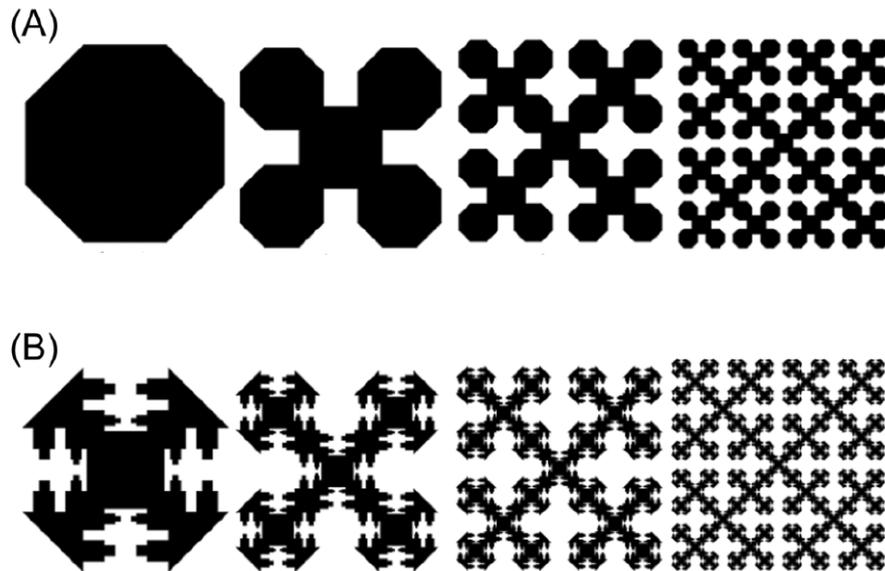


Figura 1.1: Geometrias fractais em diferentes estágios. (A) Sierpinski tradicional (B) Sierpinski modificado [66]

estrutura apresentada por Peixoto Neto [67] é a absorção de sinais para toda a banda de rádio industrial, científica e médica (ISM) de 2,4 GHz a 2,4835 GHz, 5G a 3,5 GHz e infraestrutura nacional de informação não licenciada (UNII) de 5 GHz a 6 GHz. A FSS em cascata com geometria matrioska proposta na presente tese apresenta uma faixa que abrange 2,0 GHz, a banda ISM e 5G a 3,5 GHz com apenas duas camadas e  mais fácil de fabricar apenas com camadas metálicas. Essas vantagens são especialmente úteis para aplicações que exigem uma grande largura de banda em frequências mais baixas.

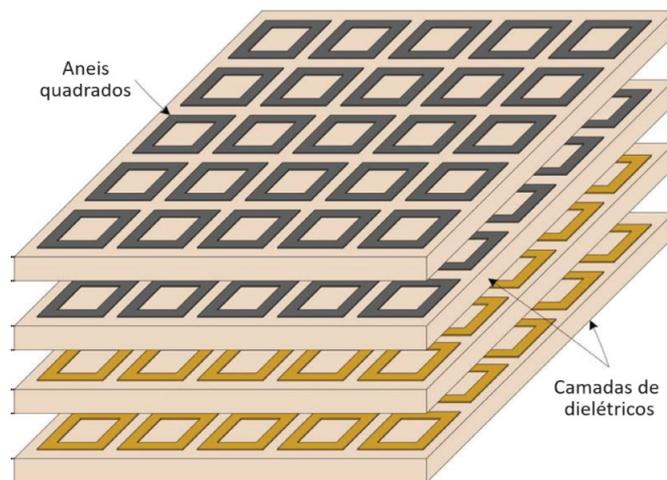


Figura 1.2: Absorvedor de múltiplas camadas em cascata [67]

O desenvolvimento de uma FSS em cascata é apresentado em [68] com uma geome-

tria de dois anéis quadrados concêntricos para fornecer uma grande largura de banda com apenas duas camadas de FSS, uma característica retratada aqui nesta tese. No entanto, um espaçamento de 5 cm entre as camadas é proposto em [68] e a largura de banda para o resultado medido é de 3 GHz a 11,64 GHz, uma ampla faixa de mais de 8 GHz que influencia frequências além de 10 GHz. No entanto, essa ampla faixa vem com um espaçamento maior entre as camadas. A FSS em cascata com geometria matrioska no presente trabalho não tem uma faixa tão ampla, mas utiliza um espaçamento de 12 mm, que comparado com os 50 mm utilizados em [68], utiliza apenas 25% do espaço, e inclui as frequências anteriores a 1,8 GHz.

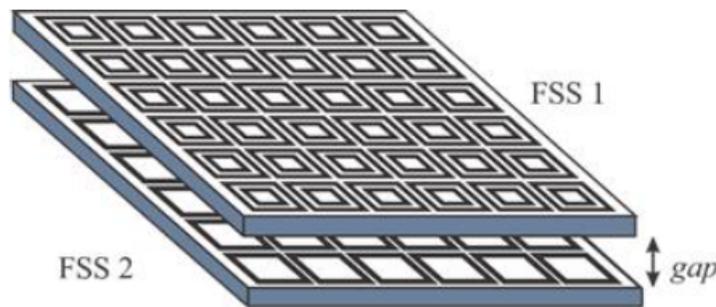


Figura 1.3: Caracterização de FSSs cascata de geometria quadrada [68]

Em um artigo de Silva Segundo e outros autores [69], é apresentado um projeto de uma FSS em cascata de três camadas com geometria de *patch* e *patch* fendido com espaçamento de 10 mm entre as camadas. Essa estrutura permite obter um rejeita-faixa para aplicações de banda ultralarga (UWB) com uma largura de banda de 7,5 GHz entre 3,10 GHz e 10,6 GHz. O artigo mostra a análise das frequências ressonantes das camadas FSS individuais e sua influência na FSS em cascata, bem como comparações entre os resultados obtidos a partir do modelo projetado simulado e da FSS fabricada medida. Ao comparar o trabalho em [69] com a FSS em cascata com geometria matrioska nesta tese, o projeto de [69] apresenta uma largura de banda maior, mas apenas para frequências acima de 3 GHz, e uma lacuna total de 20 mm entre todas as três camadas, utilizando mais espaço.

Outra estrutura FSS inovadora é apresentada em [70], na qual um filtro de metassuperfície de dióxido de vanádio (VO<sub>2</sub>), com um modo comutável de transmissão/reflexão para aplicações em blindagem eletromagnética, é projetado. O artigo [70] mostra um projeto com camadas híbridas e seus componentes, bem como análise numérica pelo método dos elementos finitos (*Finite Elements Method* - FEM). Há também um estudo do modelo de circuito equivalente (*Equivalent Circuit Model* - ECM) no qual a geometria FSS pode ser analisada como um circuito composto por indutores e capacitores,

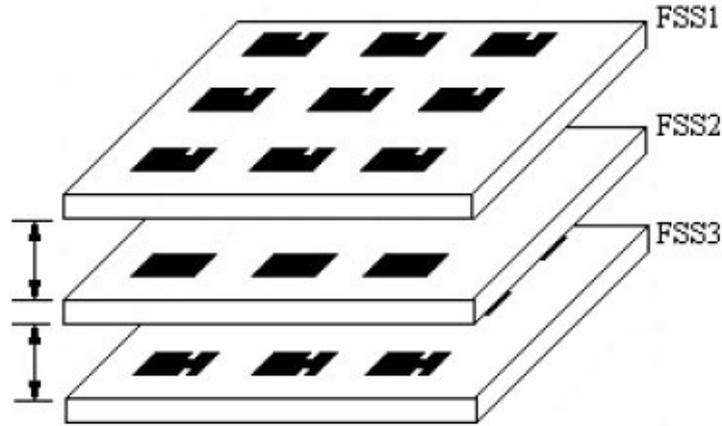


Figura 1.4: FSS de 3 camadas com geometria *patch* e *patch* fendido [69]

conforme mostrado na Figura 1.5. Embora esse seja um projeto inovador, sua largura de banda e aplicações são para frequências de terahertz, variando de 0,1 THz a 3,78 THz. Quando comparados com a FSS em cascata do projeto com geometria matrioska no presente trabalho, eles não são para a faixa de 1 GHz a 5 GHz, onde muitas aplicações estão em uso.

Em [71] o autor é um dos pioneiros em publicações de trabalhos que empregam a geometria matrioska, interligando anéis quadrados concêntricos para diminuir a resposta em frequência, Figura 1.6. O artigo apresenta o estudo da geometria com diferentes números de anéis e sua resposta em frequência para diferentes polarizações da onda incidente, mostrando uma nova geometria. No projeto desta tese foram feitas modificações na geometria matrioska apresentada em [71] para uma otimização da independência da polarização na geometria. O emprego dessa geometria em cascata utiliza os benefícios da geometria matrioska, como minimização e proximidade de suas frequências de ressonância para prover uma largura de banda maior que o trabalho de [71] pode adquirir com uma única camada, sendo capaz de obter uma largura de banda de 2 GHz nas frequências de 1,8 GHz a 3,8 GHz.

O artigo [72] apresenta uma variação da geometria matrioska em conjunto com a geometria de dipolos cruzados. Nesse artigo é apresentada uma variação da geometria matrioska que é independente da polarização vertical e horizontal, mantendo a mesma resposta em frequência mesmo quando a FSS é rotacionada em relação ao eixo horizontal e vertical. Como demonstrado na Figura 1.7, foi utilizada na FSS uma célula com duas geometrias: Um dipolo cruzado simples e uma geometria matrioska de três anéis modificada para ser simétrica nas polarizações horizontais e verticais. Foram feitas simulações das geometrias separadamente e observadas as respostas em frequência em comparação com a combinação das duas, analisando a influência de cada uma das

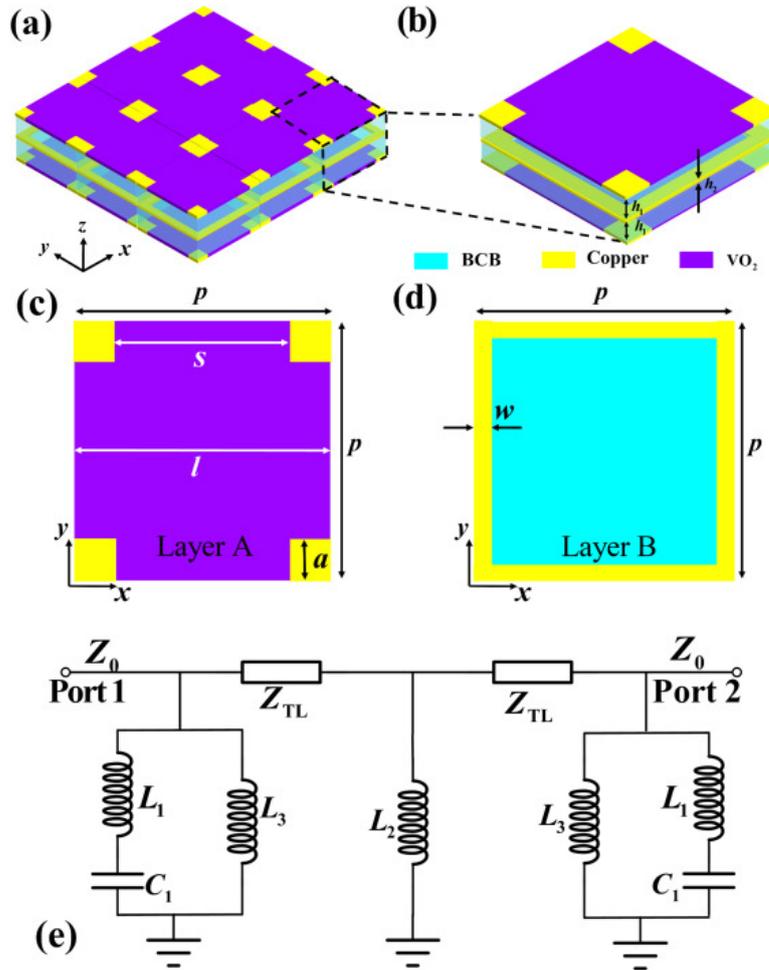


Figura 1.5: FSS em cascada com metassuperfície e circuitos equivalentes [70]

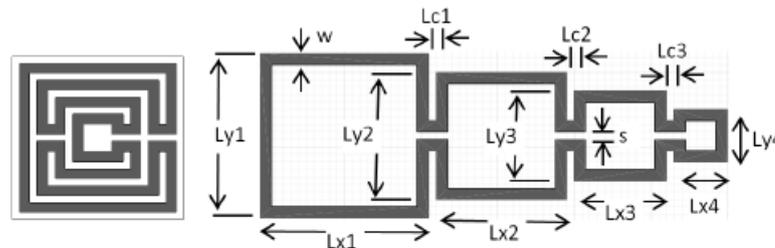


Figura 1.6: Geometria matrioska [71]

geometrias e do acoplamento entre elas nos resultados finais. Foi então fabricada uma FSS a partir do projeto, medições foram feitas e com a utilização de uma janela de medição rotatória foram coletados sinais, após a FSS, para diferentes ângulos horizontais de incidência da frente de onda, observando assim o comportamento da FSS em relação a mudanças na polarização do sinal incidente na FSS. O artigo prova, com dados simulados e experimentais, que não apenas as geometrias não possuem interferência de acoplamento, como também que sua combinação é estável em relação à polarização, não havendo perda de frequências de ressonância ou largura de banda quando o ângulo

de incidência da frente de onda é modificado em até  $45^\circ$ . O projeto do artigo [72] tem a mesma limitação na questão da largura de banda que outras FSSs de única camada, apresentando larguras de banda em faixas de 0,3 GHz centradas em 1,88 GHz, 2,4 GHz e 3,2 GHz. A FSS em cascata nesta tese fornece uma largura de banda que inclui todas as frequências citadas nesse artigo e além, começando seu intervalo em 1,8 GHz e terminando em 3.8 GHz, formando uma banda ultralarga de 2 GHz.

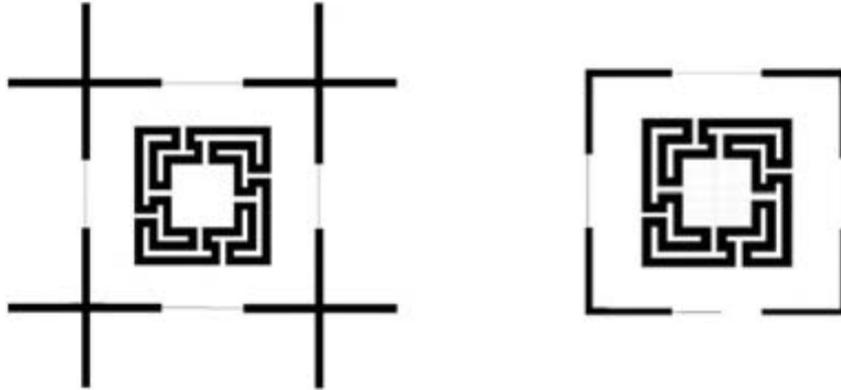


Figura 1.7: FSS com geometrias matrioska e dipolo duplo associadas [72]

### 1.5.2 Dissertações passadas utilizando geometria matrioska

O grupo GTEMA-IFPB tem desenvolvido a tecnologia e as aplicações da geometria matrioska ao longo de vários trabalhos acadêmicos. Nesta seção são apresentados os trabalhos de graduação e as dissertações de mestrado que trataram do tema de geometria matrioska nos últimos anos. Também é apresentada a contribuição da tese em relação a esses trabalhos.

A dissertação [73] foi uma das pioneiras para o grupo GTEMA-IFPB, demonstrando a base com a boneca russa matrioska em que uma boneca menor encaixa dentro de outra maior que encaixa dentro de outra boneca maior ainda. Essa interconexão e utilização do espaço externo deu a ideia de fazer anéis concêntricos simples serem interconectados entre si de forma contínua. Há um estudo do comportamento da geometria matrioska composta por dois anéis com diferentes dimensionamentos, variando o comprimento dos lados do quadrado interno de 7 mm a 12 mm, enquanto o anel externo permanece com o lado de 22 mm de comprimento. Essas geometrias matrioskas têm suas respostas em frequência comparadas com as respostas dos anéis quadrados simples equivalentes, mostrando a diferença no comportamento e provando ser a matrioska capaz de apresentar frequências de ressonâncias mais próximas devido a essa interconexão. Por último, a dissertação apresenta um estudo com protótipos medidos desses modelos e dois novos, incluindo uma geometria com o maior número possível de

anéis para aquela dimensão da célula unitária, como mostrada na Figura 1.8 . O autor de [73] deixa claro a diferença entre a geometria matrioska e simples anéis concêntricos. Foi com base nesse modelo inicial que outras variantes da geometria matrioska foram desenvolvidas, incluindo a geometria e aplicação desta tese, com a utilização de uma variante menos dependente da polarização e a utilização de duas camadas em cascata para fazer possível obter uma largura de banda de 2 GHz em um intervalo de 1,8 GHz a 3,8 GHz.

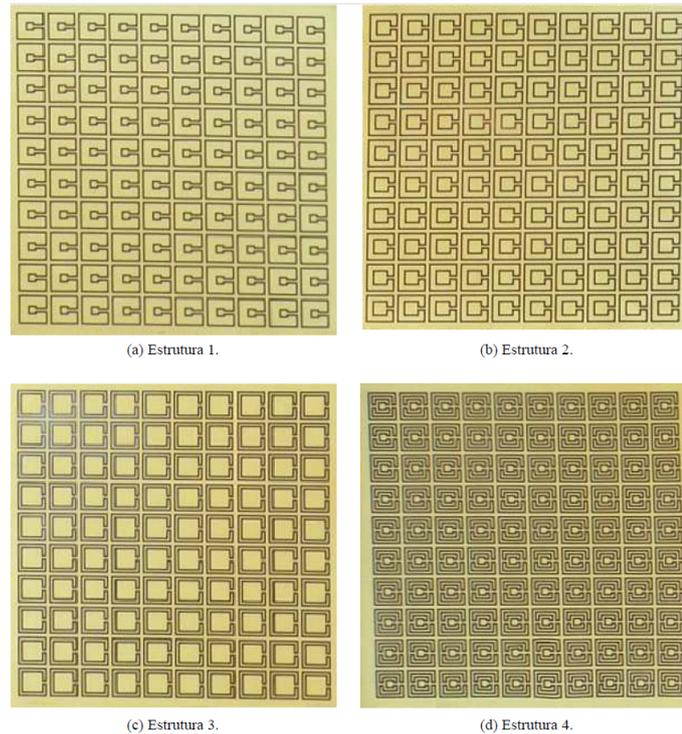


Figura 1.8: Protótipos de FSS com geometria matrioska [73]

Na dissertação [74] é apresentado um estudo do uso da geometria matrioska como filtros planares. Semelhante ao trabalho anterior de Ferreira [73], foram variadas as dimensões dos anéis da geometria matrioska, assim como a quantidade de anéis interconectados. São apresentadas as respostas em frequência da estrutura a partir de simulações de cada filtro, assim como resultados medidos em laboratório, com concordância aceitável entre resultados simulados e medidos, mostrando a efetividade de utilizar a geometria matrioska como filtro. É feita uma análise de duas geometrias matrioskas em cascata idênticas e distintas, conforme a Figura 1.9. Como esperado de um efeito de cascata, as respostas em frequência apresentaram incremento na largura de banda e o efeito que a distância entre as duas células possui na resposta em frequência. O autor de [74] faz um estudo experimental de diversos filtros mostrando o controle e flexibilidade da largura de banda com a utilização da geometria matrioska, mesmo não apresentando nenhuma equação matemática mais específica, além da equa-

ção aproximada já desenvolvida em trabalhos anteriores. Como o trabalho dessa tese é restrito a filtros planares de uma ou duas células unitárias, eles não têm a mesma aplicação que a FSS e suas respostas em frequência apresentam uma largura de banda de no máximo 0,8 GHz, mesmo em cascata. O trabalho desta tese vê o potencial do modelo em cascata e o utiliza para as superfícies seletivas em frequência, precisando de uma combinação mais específica das geometrias entre as camadas para que seja possível obter o incremento da largura de banda sem criar picos de atenuação dentro do intervalo de resposta em frequência.



Figura 1.9: Filtros planares com geometria matrioska [74]

O estudo realizado na dissertação [75] apresenta uma análise da relação entre duas geometrias diferentes na mesma superfície: A geometria matrioska centralizada no meio com o dipolo cruzado dimensionado para as bordas da célula unitária, como apresentado na Figura 1.10. A geometria matrioska utilizada é uma variação do modelo original, ainda interligando os anéis quadrados, mas fazendo-o de forma mais simétrica para uma maior independência de polarização. É feita a caracterização de cada geometria individualmente e são obtidos resultados para diferentes dimensões de dipolos cruzados e células unitárias. A dissertação apresenta respostas em frequência da FSS simulada, assim como resultados experimentais obtidos em laboratório, mostrando a comparação e concordância entre eles e o desacoplamento entre as geometrias que faz possível manipular cada geometria sem alterar drasticamente a frequência de ressonância da outra. Também é feito um estudo da influência da polarização da onda incidente e da estabilidade da resposta em frequência da estrutura a diferentes inclinações angulares de incidência, comprovando que a geometria matrioska possui a independência de polarização com as respostas em frequência da polarização horizontal e vertical semelhantes entre si, assim como a estabilidade em manter as frequências de ressonância mesmo com ângulos horizontais de incidência maiores de  $30^\circ$  (em relação a uma linha perpendicular a um plano vertical que contenha a estrutura medida). Esta tese usa o

mesmo tipo de variação da geometria matrioska desenvolvido nessa dissertação, modificando as dimensões e utilizando o modelo negativo para que a combinação entre as duas camadas alcance a largura de banda ultralarga que é limitada para FSSs de única camada.

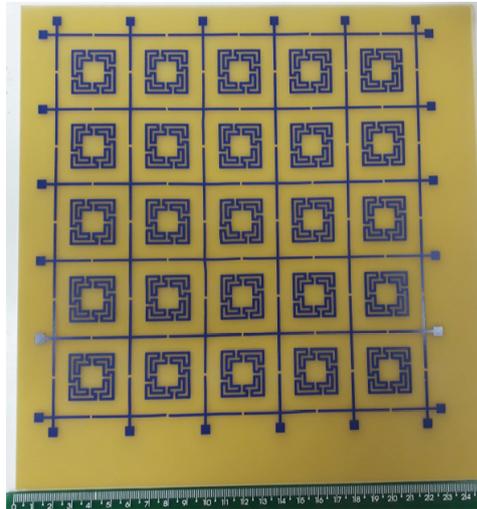


Figura 1.10: FSS com geometria matrioska e dipolo cruzado [75]

Na dissertação [76] é apresentado um estudo da FSS com geometria matrioska sendo usada como um filtro passa-faixa, em vez de rejeita-faixa. Isso ocorre devido a geometria utilizada ser o negativo da geometria matrioska usual, como visto na Figura 1.11. Ela demonstra que ao analisar a resposta em frequência dessa geometria, as frequências ressonantes se tornam pontos de máximo nos gráficos, gerando faixas de passagem para o sinal. A autora de [76] analisa duas variações de dimensões da geometria, com estudo da polarização e verificação que o modelo de matrioska independente de polarização mantém estabilidade com ângulos horizontais de incidência acima de  $45^\circ$ . É observado que a FSS dessa dissertação pode também ser usada como um filtro rejeita-faixa, porém com frequências ressonantes diferentes das previstas pelas equações apresentadas nos trabalhos originais da geometria matrioska. Esse tipo de comportamento foi levado em conta para esta tese, analisando-se quais combinações de camadas poderiam viabilizar um incremento de largura de banda ultralarga. É encontrada a combinação certa com uma camada da geometria matrioska e outra do negativo dessa matrioska, levando a uma largura de banda de 2 GHz no intervalo de 1,8 GHz a 3,8 GHz com espaçamento de 12 mm.

A dissertação [77] faz aplicação da geometria matrioska em filtros planares de modo semelhante ao trabalho de Mariano em [74]. A diferença é que esse trabalho utiliza a geometria matrioska em forma retangular, como mostrado pela Figura 1.12, em um substrato RO3003, em vez de FR-4, assim como diferentes dimensões para aplicações

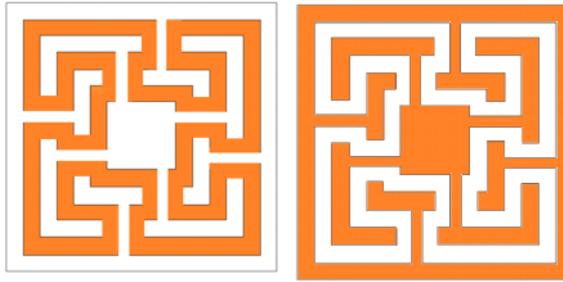


Figura 1.11: Geometria matrioska e negativo da geometria matrioska [76]

na faixa de de frequência em torno de 2,4 GHz. A dissertação apresenta um estudo da faixa de transição de diferentes filtros com geometria matrioska, incluindo quadrados, retangulares e circulares, assim como um filtro com duas geometrias matrioskas quadradas em cascata. Foram um total de 12 filtros caracterizados para aplicação na faixa em torno 2,4 GHz com boa concordância entre os resultados simulados e medidos, analisando e comparando a faixa de transição, frequências de ressonância e largura de banda entre eles. A aplicação e uso da geometria matrioska nessa dissertação é para filtros planares em vez de FSS, mas é possível notar que mais uma vez é o filtro com as geometrias em cascata que possui uma maior largura de banda.

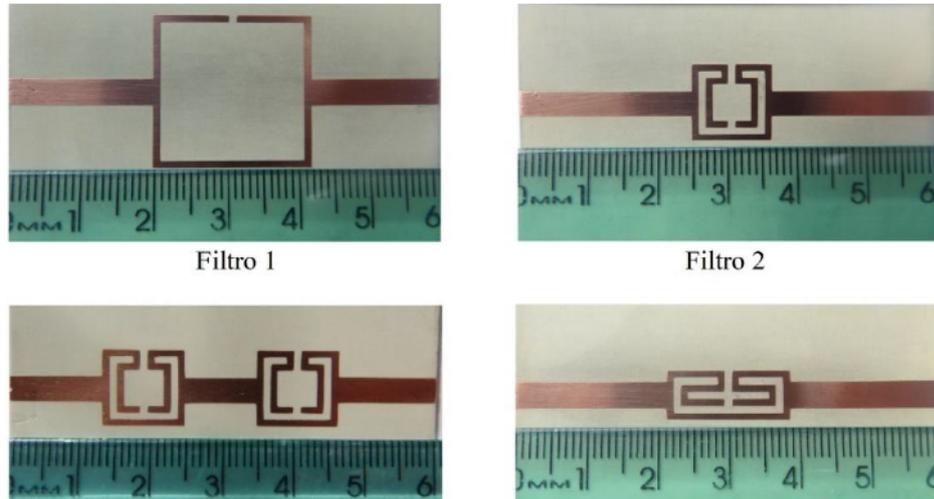


Figura 1.12: Filtros planares quadrados e retangulares [77]

O projeto estudado na dissertação [78] apresenta uma FSS semelhante a da dissertação [75], porém, dessa vez utilizando os espaçamentos entre os dipolos cruzados para soldar componentes eletrônicos como diodos e indutores e fazer uma FSS reconfigurável eletronicamente. Foram utilizados diodos PIN BAR 64-03 W e indutores 4310LC-132KEB para RF fixos. Foi necessário soldar cada componente nos intervalos entre os dipolos, conforme mostrado na Figura 1.13, e soldar fios no fim das linhas metálicas para conectar com um *protoboard* e gerador de corrente para excitar os com-

ponentes de forma desejada. Isso tornou possível a resposta em frequência apresentar diferentes comportamentos dependentes da tensão fornecida pelo gerador de sinais. A autora de [78] mostrou resultados comprovando assim a possível utilização da combinação da geometria matrioska com dipolos cruzados para obter uma FSS reconfigurável eletronicamente para operação em torno de 1,75 GHz, 2,23 GHz e 3,28 GHz, podendo assim, com a ativação do diodo PIN, modificar o comportamento da estrutura na faixa próxima de 2,23 GHz. Observando o trabalho de [78], nota-se que apesar da reconfiguração apresentar uma inovação com a variação da resposta em frequência, a largura de banda de apenas uma placa FSSs utilizando geometria matrioska ainda não foi capaz de alcançar valores que possam ser considerados como UWB, tendo intervalos menores de 0,5 GHz. Nesta tese é possível não apenas a geometria matrioska alcançar 2,0 GHz de largura de banda, mas fazê-lo com menor número de camadas e menor espaçamento que outros trabalhos apresentados.

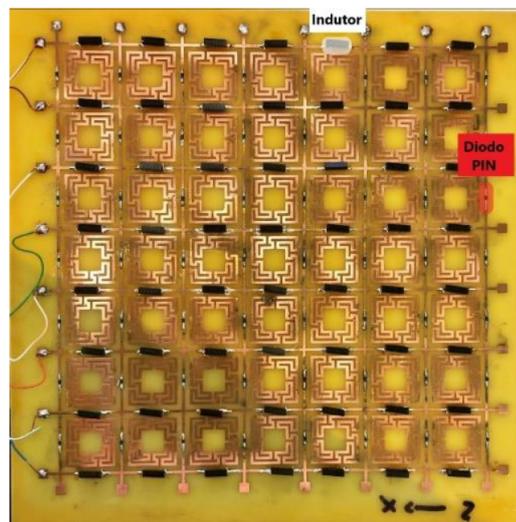


Figura 1.13: FSS reconfigurável com diodos e indutores [78]

## 1.6 Contribuições da Tese

A geometria original da matrioska é retratada em [71] e tem sido estudada por diferentes pesquisadores. Entre variações do desenho original, foi desenvolvida a matrioska circular independente de polarização [79], que inspirou a versão quadrada usada em [75, 76, 78] e neste trabalho. A aplicação mais recente foi a geometria matrioska quadrada em uma estrutura de plano de terra defeituoso [80]. Nesta tese é proposto o uso da geometria matrioska quadrada e sua geometria negativa em uma estrutura FSS em cascata.

A tese apresenta o desenvolvimento e análise da FSS em cascata com geometria matrioska quadrada para fornecer uma largura de banda que, dependendo da variação do intervalo entre as FSSs, pode ser maior que 1 GHz na faixa de 1,8 GHz a 3,8 GHz. Quando comparada com outros projetos da literatura, as estruturas projetadas não possuem faixas de frequência abaixo de 2,4 GHz e largura de banda de 2 GHz com FSS de duas camadas espaçadas de 12 mm. Outros projetos que apresentam larguras de banda maiores necessitam de mais camadas e maior espaçamento entre elas ou possuem larguras de banda acima de 3 GHz. Assim, o desenho do presente trabalho tem as vantagens de utilizar menor espaçamento entre camadas, menos camadas, ser mais fácil de fabricar e atingir frequências mais baixas, conforme mostram as Tabelas 1.1 e 1.2.

Tabela 1.1: Larguras de banda e geometrias das FSSs dos artigos na área de estudo

Artigo	Largura de banda	Geometria
[66]	2,4 – 2,5 GHz e 5,0 – 5,8 GHz	Fractal
[67]	2,48 – 6,13 GHz	Anel quadrado (4 camadas)
[68]	3,10 – 10,60 GHz	Dois anéis quadrados concêntricos (2 camadas).
[69]	3,10 – 10,60 GHz	<i>Patch</i> fendado (3 camadas)
[70]	0,1 – 3,78 THz	<i>Patch</i> (3 camadas)
[71]	4 – 8 GHz em múltiplas faixas de 0,4 GHz ou menor	Matrioska tradicional
[72]	faixas de 0,3 GHz centradas em 1,88, 2,4 e 3,2	Dipolo cruzado e matrioska independente de polarização.

A tese também pode ser comparada com dissertações passadas utilizando a mesma geometria matrioska. Nenhuma das estruturas projetadas possui uma largura de banda acima de 1 GHz, apesar de possuírem diferentes inovações como apresentadas na Tabela 1.3. Este foi o primeiro trabalho utilizando não apenas a geometria matrioska, mas também o negativo da matrioska em um modelo em cascata

Com isso pode-se dizer que nesta tese são apresentadas as seguintes contribuições:

- Projeto, simulação e validação de uma FSS em cascata utilizando geometria matrioska, que é mais eficiente nas dimensões das células em comparação com anéis quadrados concêntricos.
- Avaliação da resposta em frequência da estrutura proposta na faixa em torno de 1,8 GHz.

Tabela 1.2: Contribuições da tese em comparação com artigos correlatos ao tema da tese

Artigo	Contribuição da FSS em cascata com a geometria matrioska
[66]	Maior largura de banda e alcance de frequências mais baixas
[67]	Menos camadas e materiais mais fáceis de fabricar
[68]	Quatro vezes menos espaçamento entre camadas
[69]	Menos camadas e menor espaçamento total entre camadas
[70]	Mais fácil de fabricar, menos camadas e aplicação na faixa de GHz
[71]	Maior largura de banda e otimização de independência da polarização
[72]	Maior largura de faixa e menor tamanho da célula unitária

Tabela 1.3: Inovações de dissertações utilizando geometria matrioska

Dissertação	Contribuição do trabalho para a geometria matrioska
[73]	Um dos primeiros com demonstração dos anéis abertos e equações
[74]	Análise como filtro planar e estudo de diferentes combinações de células com geometria matrioska
[75]	Utilização de nova variação da geometria matrioska em combinação com dipolo cruzado
[76]	Utilização do negativo da geometria matrioska como passa-faixa
[77]	Estudo de geometria matrioska retangular, quadrada e circular em filtros para aplicação em 2.4 GHz
[78]	Utilização da combinação da geometria matrioska com dipolo cruzado para reconfiguração eletrônica
Esta tese	Estudo da geometria matrioska e negativo da matrioska em modelo de cascata

- Operação em diferentes bandas UWB com larguras de banda que dependem do espaçamento entre as placas FSS, uma com largura de banda de 1,2 GHz na faixa de 2 a 3,2 GHz, para espaçamento igual a 4 mm, e outra com largura de banda de 2 GHz na faixa de 1,8 a 3,8 GHz, para um espaçamento de 12 mm.
- Utilização da geometria negativa de uma geometria matrioska e seu efeito com a matrioska em cascata.

## 1.7 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo é apresentada a introdução da tese, com conceitos introdutórios de superfícies seletivas em frequência e sua contextualização na área científica. É apresentado o estado da arte assim como comparações com trabalhos anteriores, com projetos correlacionados ao tema da tese, tomando nota de artigos publicados e mostrando a contribuição que a tese possui em relação a eles. Também são observadas dissertações passadas que utilizaram a geometria matrioska, demonstrando a evolução e inovação da presente tese.

# Capítulo 2

## Fundamentação Teórica

### 2.1 Superfícies Seletivas em Frequência

As superfícies seletivas em frequência são arranjos periódicos bidimensionais de elementos metálicos que apresentam comportamento similar ao de filtros, como exemplificado na Figura 2.1. Essas estruturas são projetadas com a finalidade de refletir ou transmitir ondas eletromagnéticas em faixas de frequências diferenciadas. Tais características podem ser observadas de acordo com o tipo do elemento utilizado no arranjo, seja do tipo *patch* ou abertura, que influenciam diretamente na resposta em frequência da FSS, podendo apresentar características rejeita-faixa ou passa-faixa, respectivamente. Além do tipo de elemento, a geometria, a periodicidade do arranjo, o ângulo de incidência da onda plana e o dielétrico sobre o qual a FSS é impressa são fatores que afetam o desempenho e a resposta em frequência de uma superfície seletiva em frequência [17, 81]. Embora a FSS de única camada seja fácil de fabricar, é difícil aumentar sua largura de banda devido à espessura do anteparo e substrato, assim como dimensões das células unitárias. Essa limitação na largura de banda efetiva tem se tornado um problema por não permitir acompanhar a largura de banda das antenas modernas que tem aumentado cada vez mais nos últimos anos [46, 47]. Para superar essa limitação, foi desenvolvido o projeto de FSS com múltiplas camadas como um meio alternativo de gerar filtros de melhor desempenho, provendo assim uma multibanda ou banda larga na resposta em frequência. A estrutura da cascata é feita com as FSSs de única camada empilhadas, com ou sem algum outro meio como o ar ou vidro entre elas [67–69].

#### 2.1.1 Classificação de FSS

As FSSs podem ser classificadas por meio de diferentes parâmetros, como preenchimento dos elementos da célula, geometria, espessura ou configuração [17, 81].

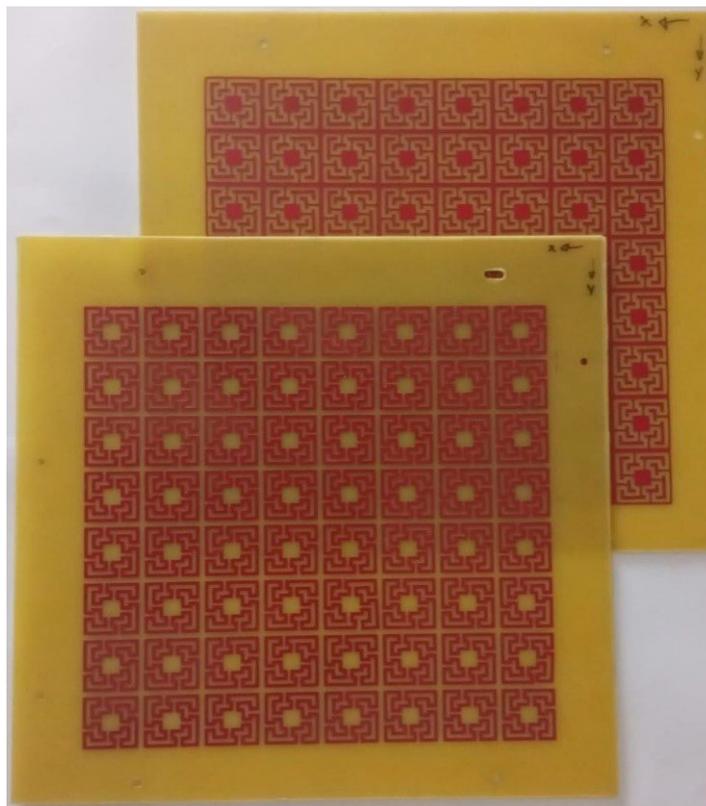


Figura 2.1: Exemplo de superfície seletiva de frequência [Autoria Própria]

### Preenchimento do elemento básico

As FSSs podem ser classificadas de acordo com a forma com a qual seu elemento básico é preenchido, podendo ser classificadas em dois tipos: *patch* ou abertura. A FSS é do tipo *patch* quando a célula unitária é composta por uma superfície dielétrica e o elemento básico é um *patch* metálico, enquanto o inverso é verdadeiro para o tipo abertura. No caso do tipo *patch*, a FSS se comporta como um filtro rejeita-faixa, cujo equivalente elétrico é um circuito LC em série, como mostrado na Figura 2.2, [17, 81, 82].

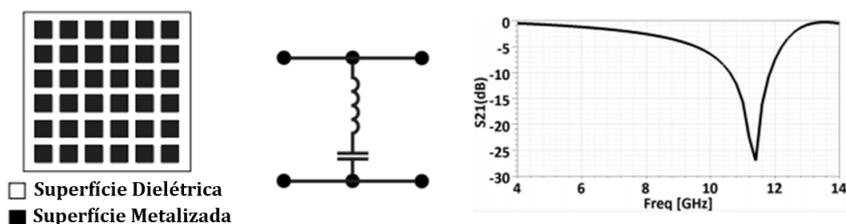


Figura 2.2: FSS do tipo *patch* [81]

Já nas estruturas do tipo abertura, ou *slot*, Figura 2.3, a FSS tem o comportamento de um filtro passa-faixa, com equivalente elétrico semelhante a um circuito LC em paralelo.

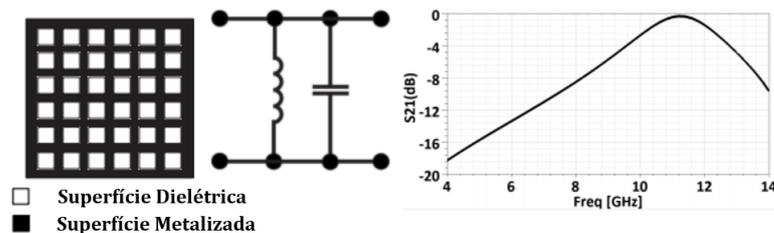


Figura 2.3: FSS do tipo abertura [81]

### Geometria do elemento básico

As FSSs também podem ser classificadas de acordo com a geometria de seus elementos básicos e o autor Munk [17] divide as geometrias básicas em quatro grupos descritos a seguir e mostrados na Figura 2.4 [82].

- **Grupo 1** é formado pelos elementos do tipo N-polos conectados pelo centro. Exemplos: dipolo fino, dipolo cruzado, tripolo e a cruz de Jerusalém;
- **Grupo 2** é formado pelos elementos do tipo espiras. Exemplos: espira quadrada, espira circular, espira hexagonal e espira em cruz;
- **Grupo 3** reúne os elementos de interior sólido. Exemplos: *patches* retangulares, circulares, hexagonais ou espira de três braços;
- **Grupo 4** reúne os elementos compostos a partir da combinação de dois ou três elementos pertencentes aos outros grupos anteriores.

Novas geometrias vêm sendo estudadas e implementadas para uso das FSS, como a geometria em forma de U, a estrela de quatro braços, a matrioska ou a fractal de Minkowski, mostradas respectivamente na Figura 2.5 [71,82–84]. É possível que futuramente novos grupos sejam formados com o surgimento de variações de um formato.

### FSSs passivas e FSSs reconfiguráveis

As FSSs também podem ser classificadas em passivas, ou simplesmente FSSs, e FSSs reconfiguráveis, RFSSs. As FSSs passivas apresentam resposta em frequência fixa e têm como vantagens as facilidades de projeto e fabricação, Figura 2.6. Já as RFSSs podem ter a sua resposta em frequência modificada, podendo essa modificação ser tanto mecânica [86], Figura 2.7, como eletrônica, pela incorporação de dispositivos ativos (diodos PIN, varactores, chaves MEMS, etc.) [85].

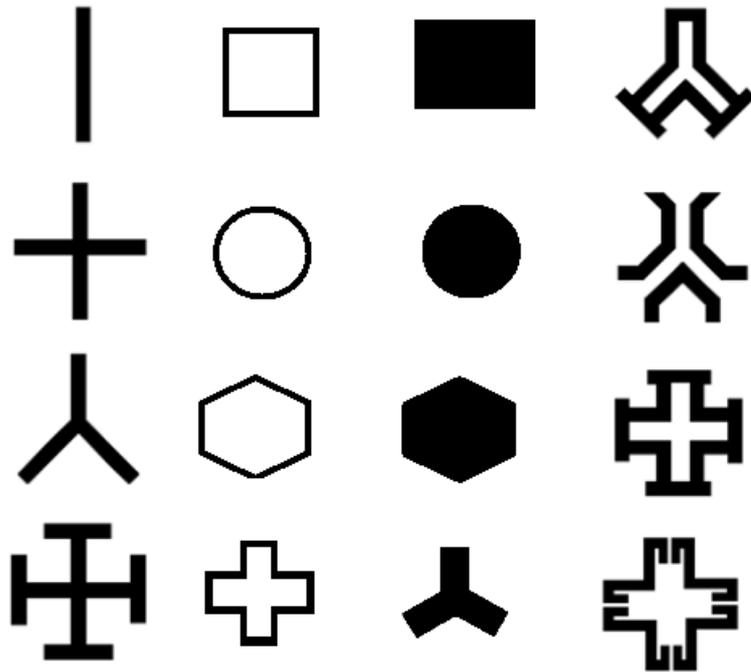


Figura 2.4: Exemplos de geometrias do elemento básico [17]

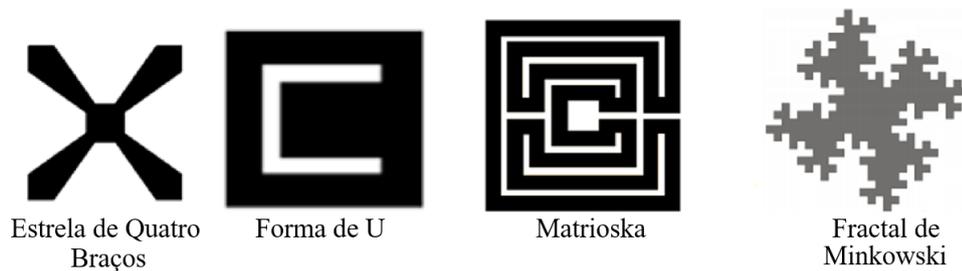
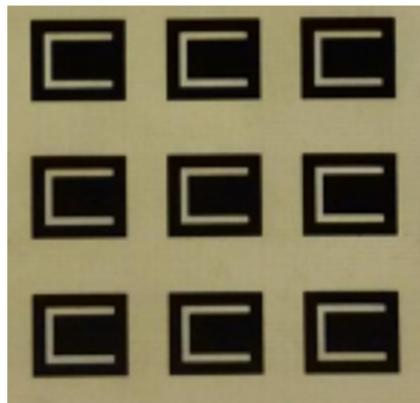


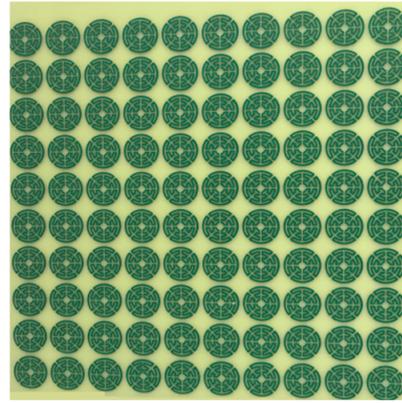
Figura 2.5: Geometrias novas estudadas [82] [83] [71], [84]

### Espessura da camada de metalização

Uma FSS pode ser classificada pela espessura do anteparo como fina ou espessa. A FSS de anteparo fino é relacionada a elementos do tipo *patch* ou abertura que possuem espessura menor que 0,1% do comprimento de onda da frequência de ressonância. Elas têm a vantagem de serem menores, mais leves e com baixo custo de fabricação. A FSS de anteparo espesso é portanto mais pesada e sua fabricação apresenta custo maior, sendo muito usada em aplicações de passa-faixa pela vantagem da razão entre a frequência transmitida e a frequência refletida, ou banda de separação, poder ser bem mais reduzida em comparação com o anteparo fino [94].



FSS passiva com geometria em forma de U

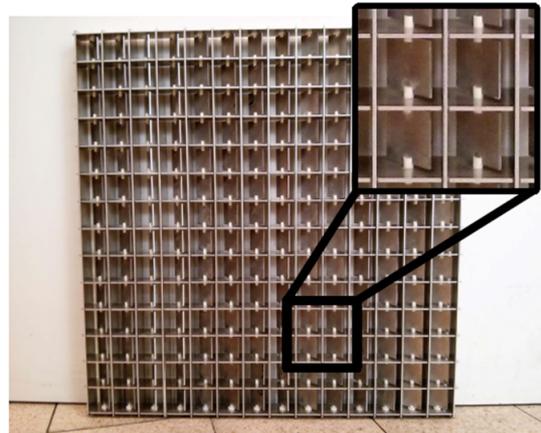


FSS passiva de matrioska circular

Figura 2.6: Exemplos de FSS passivas [82], [79]



FSS reconfigurável com geometria em forma de anéis de dupla polarização



FSS de *patch* quadrado mecanicamente reconfigurável

Figura 2.7: Exemplos de FSS reconfiguráveis [85], [86]

### 2.1.2 Polarização

A polarização da antena é um fator importante ao se projetar e montar FSSs ou mesmo incorporá-las em pequenos sistemas de comunicações sem fio ou móveis. Algumas antenas são polarizadas linearmente, outras circularmente, enquanto outras antenas têm diferentes formas de polarização. Antenas de rádio projetadas para uma polarização específica não são eficazes para receber sinais de ondas eletromagnéticas com uma polarização diferente.

Toda onda eletromagnética é composta por um campo elétrico e um campo magnético ortogonais entre si. Por definição, a polarização é definida pelas sucessivas projeções da intensidade instantânea do vetor campo elétrico no plano perpendicular à direção de propagação da onda, Figura 2.8 [87].

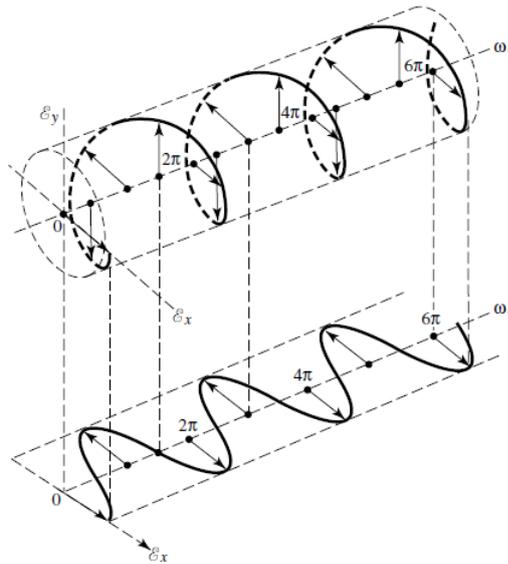


Figura 2.8: Polarização de um sinal [87]

A polarização pode ser classificada em três tipos: linear, circular ou elíptica. Se o vetor que representa o campo elétrico num ponto do espaço em função do tempo apresenta sua variação sempre ao longo de uma linha reta, que é normal à direção de propagação, a onda eletromagnética é dita polarizada linearmente. Para o caso em que o vetor campo elétrico apresentar sempre a mesma amplitude e quando observado ao longo do eixo de propagação ele descrever uma trajetória circular, a onda é dita polarizada circularmente. E por último, se o vetor campo elétrico variar a sua amplitude e quando for observado o seu comportamento ao longo do eixo de propagação descrever uma trajetória elíptica, a onda é dita polarizada elipticamente [87, 95].

Para antenas mais simples, como um dipolo ou monopolo, é simples determinar a polarização em um plano linear vertical ou horizontal, Figura 2.9, pois ela está simplesmente no plano do elemento da antena. Portanto, uma antena vertical (ou seja, elemento radiante vertical) receberá melhor as ondas polarizadas verticalmente e, da mesma forma, uma antena horizontal receberá as ondas polarizadas horizontalmente [87, 96].

Para antenas mais complexas, com vários dipolos em posições diferentes, acontece uma combinação das ondas polarizadas quando estas estão em fase, o que resulta em polarizações inclinadas ou, quando elas têm a mesma amplitude e são eletricamente defasadas em 90 graus, uma polarização circular [96], Figura 2.10.

Uma vez que um sinal tenha sido transmitido, sua polarização permanecerá praticamente a mesma. No entanto, a interação da onda com objetos no caminho da propagação pode alterar a polarização devido aos fenômenos de refração, reflexão ou difração e isso reflete em como a FSS capta e interage com o sinal. Como o sinal rece-

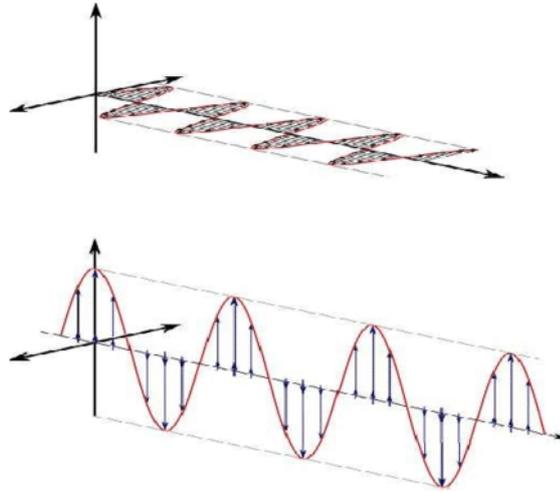


Figura 2.9: Exemplo de polarização de linear [88]

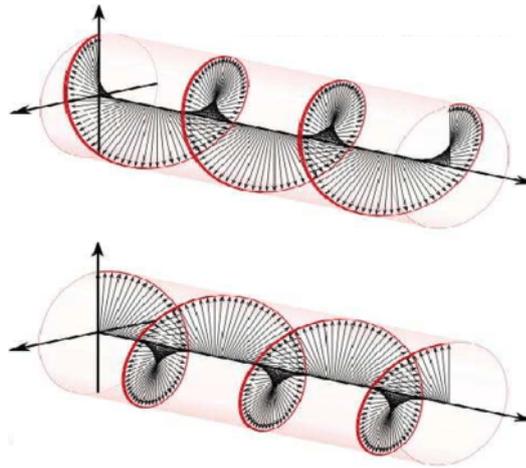


Figura 2.10: Exemplo de polarização inclinada e circular [88]

bido é a soma do sinal direto mais um número de sinais refletidos, a polarização geral do sinal pode mudar ligeiramente, embora permaneça basicamente a mesma [87,95].

### 2.1.3 Aplicações da FSS

As FSSs têm aplicações nas mais diversas faixas de frequências, desde RF até terahertz. Uma das aplicações mais conhecidas é o anteparo da porta do forno de micro-ondas doméstico, Figura 2.11, que deixa passar a faixa de luz visível enquanto reflete as ondas produzidas pela válvula de micro-ondas (em torno de 2,45 GHz), permitindo que o alimento que está sendo processado seja visto. Outras aplicações são as antenas de banda dupla, nas quais a FSS é utilizada como sub-refletor [83,89,90], Figura 2.12.

O radome é outro exemplo de aplicação em que as FSS podem ser utilizadas. Nesse caso, eles são usados para proteger o sistema de antenas (normalmente antenas de



Figura 2.11: FSS utilizada como anteparo na porta do forno de micro-ondas [83]

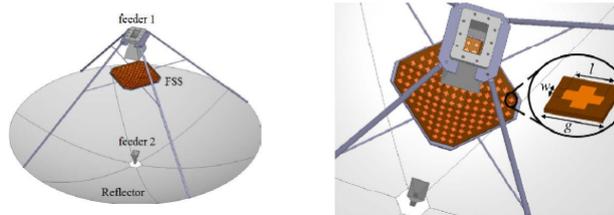


Figura 2.12: Antena de banda dupla com sub-refletor usando FSS [89]

radar) de agentes atmosféricos como vento, chuva, neve e granizo. A presença de um radome na região de campo próximo de uma antena produz uma distorção do padrão de radiação e com o uso de FSS em tais radomes, Figura 2.13, é possível minimizar essa degradação de sinal [90].

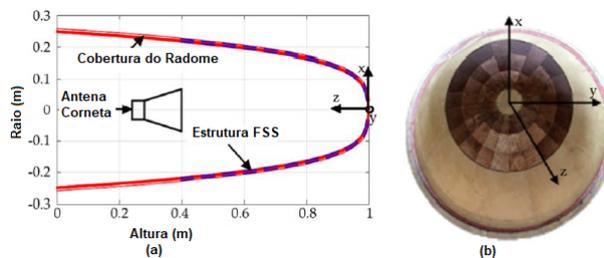


Figura 2.13: Radome utilizando FSS [90]

Outras aplicações estão em construções como casas e prédios, com janelas e paredes revestidas com FSSs. A FSS em uma janela eficiente, Figura 2.14, atua como um filtro, bloqueando a radiação eletromagnética na região do infravermelho, impedindo a transferência de calor do ambiente externo para o interno e vice-versa, assim mantendo o calor no inverno e impedindo-o de entrar no verão. A FSS é transparente tanto para componentes do espectro de luz visível quanto de telefonia celular, não aparecendo como um ponto estético nem sendo um obstáculo para os sinais de telefonia móvel e internet [40, 41, 91].

Além dessas aplicações, ainda podem ser citadas paredes inteligentes, otimizando os sinais de um ambiente interno, prédios eletromagneticamente inteligentes e filmes de blindagem RF para janelas [97–99].

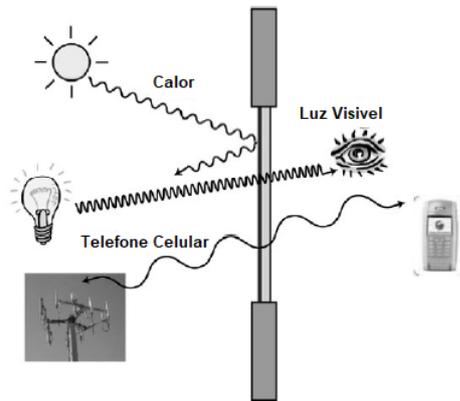


Figura 2.14: Janela eficiente utilizando FSS [91]

## 2.2 Técnicas de Análise

### 2.2.1 Caracterização numérica

Existem diversas técnicas utilizadas para analisar as FSSs. Inicialmente, alguns autores desenvolveram fórmulas simples e aproximadas que permitem determinar as características de transmissão e de reflexão para as FSSs tipo *patches* condutores ou aberturas retangulares, sendo que essas fórmulas possuem limitações para algumas aplicações específicas, podendo apresentar resultados imprecisos, principalmente para geometrias mais complexas e ressonâncias de ordem superior [100, 101].

Com o aumento da disponibilidade de recursos computacionais, tem sido possível implementar métodos numéricos tais como o Método dos Momentos (*Method of Moments* - MoM), o Método das Diferenças Finitas no Domínio do tempo (*Finite Difference Time Domain* - FDTD), o Método dos Elementos Finitos (*Finite-Element Method* - FEM), Método Iterativo Baseado no Conceito de Ondas (*Wave Concept Iterative Procedure* - WCIP), dentre outros [102–104].

Na parte inicial deste trabalho, as simulações foram realizadas por meio do software comercial ANSYS Designer, ferramenta CAD (Projeto Assistido por Computador) para circuitos e simulações na faixa de micro-ondas, que utiliza como princípio de funcionamento o Método dos Momentos (MoM). Nesse método, as correntes de superfície são usadas para modelar o *patch* de microfita e as correntes de polarização volumétricas são usadas para modelar os campos ao longo do substrato dielétrico. O MoM é baseado em equações integrais dos potenciais eletromagnéticos, que são transformadas em equações algébricas e podem ser resolvidas numericamente. Além disso, leva em conta o efeito das ondas de superfície fora do limite físico do *patch* bidimensional, provendo uma solução mais exata [105].

## 2.2.2 Caracterização experimental

Após feita a caracterização numérica, as FSSs são fabricadas e caracterizadas experimentalmente, sendo possível medir suas propriedades de transmissão e reflexão e assim validar os resultados obtidos numericamente. A configuração de medição mais básica para determinar as propriedades de transmissão ou reflexão de uma FSS segue o modelo apresentado na Figura 2.15, com antenas diretivas, do tipo corneta, de ganhos padronizados. A FSS é posicionada entre as duas antenas, em que uma delas é a receptora e a outra transmissora. A onda eletromagnética emitida incide sobre a FSS, que reflete ou deixa passar o sinal incidente, de acordo com os parâmetros da FSS em questão. A potência transmitida, do sinal que atravessa a FSS, é captada pela antena receptora e assim é possível caracterizar a resposta em frequência da estrutura. A medição na polarização  $x$  é obtida rotacionando-se a FSS de  $90^\circ$  em relação à posição que foi medida a polarização  $y$  [79, 83].

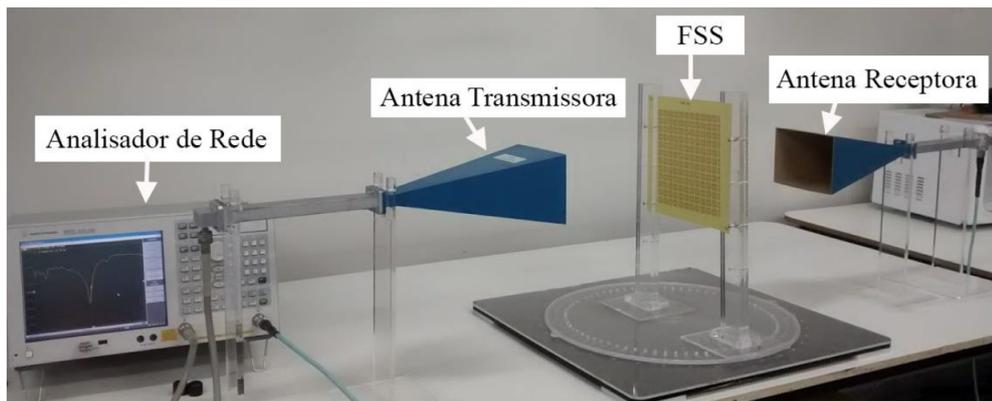


Figura 2.15: Configuração para caracterização experimental da FSS com antenas corneta [83]

Considerando o tamanho da FSS em relação ao comprimento de onda, imprecisões nos dados medidos podem ocorrer devido às reflexões do sinal transmitido em possíveis paredes e objetos em volta da FSS ou difrações nas bordas da FSS. Algumas configurações ou artifícios podem ser utilizados para minimizar tais efeitos indesejados, como por exemplo o uso de lentes em conjunto com as antenas para focar o feixe de onda no centro da FSS, Figura 2.16.

Uma das configurações mais precisas que emprega uma câmara anecoica, Figura 2.17, utiliza absorvedores e garante um ambiente praticamente livre de interferências, mas essa configuração não é facilmente disponível devido a seu custo.

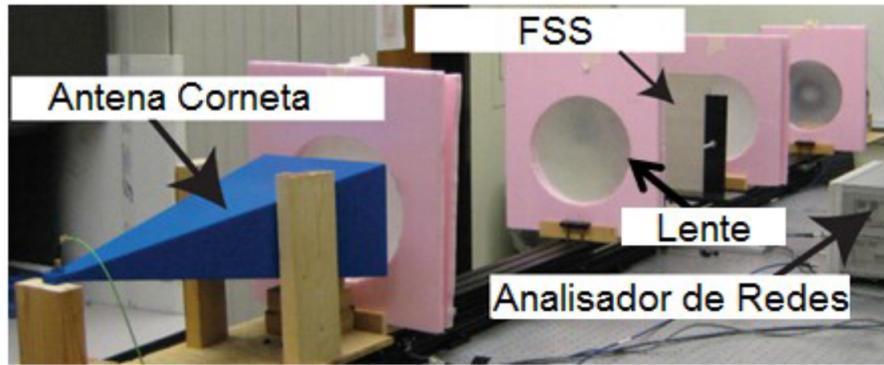


Figura 2.16: Configuração para caracterização experimental da FSS com antenas corneta e lentes [83]

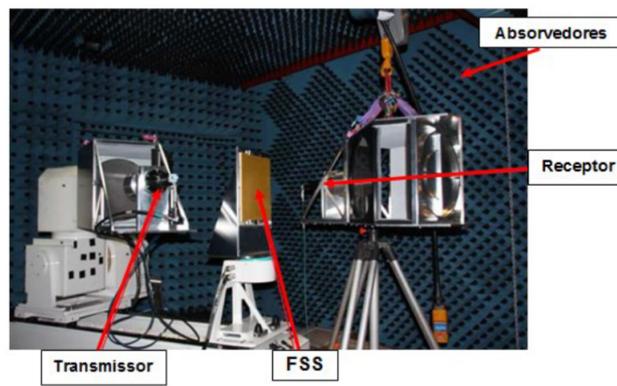


Figura 2.17: Configuração para caracterização experimental da FSS em câmara anecoica [83]

## 2.3 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo são apresentados tópicos da teoria de superfícies seletivas em frequência, como os parâmetros que definem suas características, assim como a definição e descrição das técnicas de análise que podem ser utilizadas para caracterizar os resultados numericamente e experimentalmente. É com base nesta fundamentação teórica que são apresentados os modelos utilizados neste projeto.

# Capítulo 3

## Descrição do Projeto

### 3.1 Geometria Matrioska

A geometria matrioska é baseada nas bonecas russas de mesmo nome, em que uma boneca maior contém uma boneca menor, que contém outra boneca menor, e assim sucessivamente, porém, todas ocupando apenas o volume da boneca maior [71], Figura 3.1.



Figura 3.1: Bonecas russas matrioska [92]

A geometria começa com anéis concêntricos com comprimento  $L_{x1}$  e  $L_{y1}$  para o anel maior e  $L_{x2}$  e  $L_{y2}$  para o anel menor, com  $W_x$  e  $W_y$  sendo o comprimento da célula unitária. Em seguida os anéis concêntricos recebem fendas de comprimento  $g$ . Por fim, os anéis são interligados com linhas de largura  $w$  dos anéis, formando um só anel, como mostrado na Figura 3.2.

Diferentemente dos anéis concêntricos, na geometria matrioska os anéis permanecem interligados, aumentando o seu comprimento efetivo, apresentando, conseqüentemente, características de miniaturização e operação multibanda. Entretanto, essa geometria é dependente da polarização. A geometria apresentada na Figura 3.3 é contínua e assim sendo, o seu comprimento efetivo é maior que o perímetro do anel mais externo

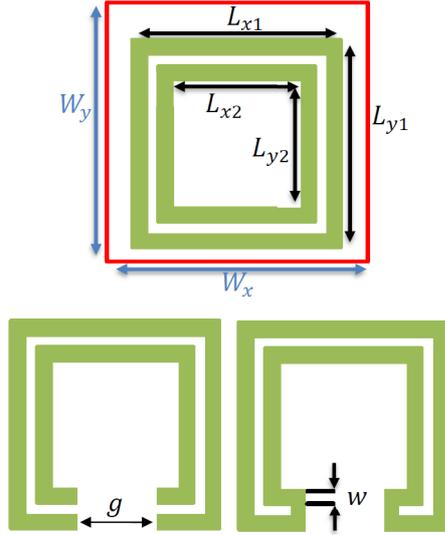


Figura 3.2: Geometria matrioska utilizada [Autoria Própria]

$(2L_{x1} + 2L_{y1})$ . Geralmente, as dimensões ao longo de  $X$  e  $Y$  são iguais e  $L_{xi} = L_{yi} = L_i$ ,  $i = 1, 2, 3$ .

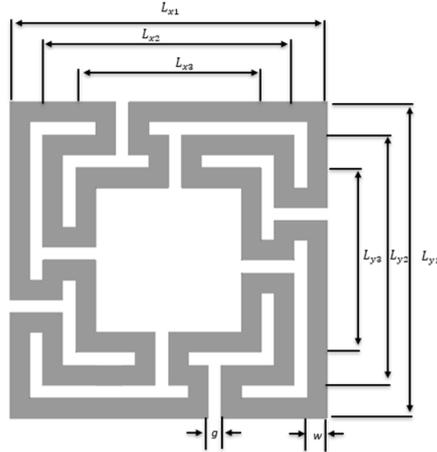


Figura 3.3: Geometria matrioska utilizada [Autoria Própria]

A especificação das dimensões da estrutura é geralmente um processo iterativo, baseado na experiência do projetista, pois a partir de um valor inicial é realizada uma otimização numérica. Entretanto, equações que estabeleçam o valor inicial das frequências de ressonância podem auxiliar no projeto das FSSs. Baseado em geometrias semelhantes e na experiência acumulada pelo projetista, para estimar as primeiras frequências de ressonância da geometria matrioska, utilizam-se as Expressões 3.1 e 3.2,

$$f_{res1} = \frac{3 \times 10^8}{L_{ef1} \sqrt{\epsilon_{ref}}} \quad (3.1)$$

e

$$f_{res2} = \frac{3 \times 10^8}{\left(\frac{L_{ef2}}{2}\right) \sqrt{\varepsilon_{ref}}}, \quad (3.2)$$

em que  $\varepsilon_{ref}$  é a constante dielétrica relativa efetiva, dada por

$$\varepsilon_{ref} = \frac{\varepsilon_{ref-CPW} + 1}{2}, \quad (3.3)$$

e  $\varepsilon_{ref-CPW}$  é a constante dielétrica relativa efetiva para um guia de onda coplanar (*Coplanar Waveguide* - CPW) [106], considerando o espaçamento entre a linha de transmissão e o plano terra. Os valores de  $\varepsilon_{ref}$  e  $\varepsilon_{ref-CPW}$  podem ser calculados utilizando aplicativos como o AppCAD [107].

Os parâmetros  $L_{ef1}$  e  $L_{ef2}$  são os comprimentos efetivos na primeira e segunda ressonância, respectivamente, diferentes de uma largura simples utilizada em anéis quadrados e concêntricos. Devido às aberturas e conexões entre os anéis,  $L_{ef1}$  e  $L_{ef2}$  são dados por

$$L_{ef1} = 3(L_1 - 2w_1) + 2(L_2 - 2w_2) + 3(L_3 - 2w_3) \quad (3.4)$$

e

$$L_{ef2} = 3L_1 + 2L_2 + 3L_3. \quad (3.5)$$

A terceira frequência de ressonância é aproximada por três vezes o valor da primeira. Destaque-se que tais valores fornecidos pelas expressões (3.1)-(3.5) são aproximações que servem como etapa inicial para a otimização numérica.

Para uma equivalência em circuitos elétricos, usa-se a base dos anéis concêntricos, como por exemplo um par de anéis quadrados, de modo que o circuito equivalente se comporta como dois circuitos indutor-capacitor (LC) paralelos. Conectando esses dois anéis para uma das geometrias matrioska mais simples, a conexão entre eles introduz mais elementos LC, tanto em série quanto em paralelo, com ambos exemplos podendo ser observados na Figura 3.4. A desvantagem desse método é visível pelo exemplo citado. A adição de uma única fenda à geometria leva a um circuito com o triplo da quantidade de componentes. Com três anéis, a quantidade estimada de componentes é incrementada por 6 e para três anéis concêntricos por 18 componentes. E quando se adiciona diferentes fendas em diferentes combinações de anéis, o circuito equivalente se torna muito complicado para calcular. Assim, é possível dizer que em geometrias mais complexas, de mais anéis e conexões, como a geometria matrioska independente de polarização, são necessários métodos numéricos para gerar um circuito equivalente preciso [71, 93].

Na geometria das FSSs apresentadas nas Figuras 3.5 e 3.6 é possível ver que a segunda FSS é o negativo da geometria da primeira FSS, formando assim duas camadas

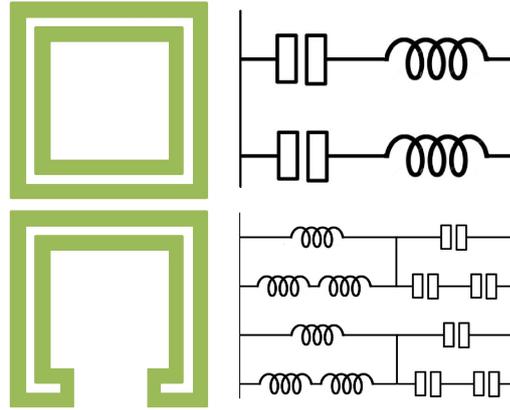


Figura 3.4: Geometrias matrioskas e circuitos equivalentes [93]

que não se sobrepõem quando colocadas em cascata, como mostrado na Figura 3.7.

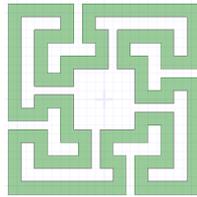


Figura 3.5: Geometria matrioska da primeira FSS [Autoria Própria]

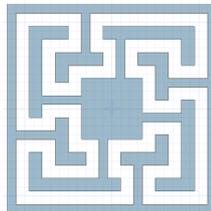


Figura 3.6: Geometria matrioska da segunda FSS [Autoria Própria]

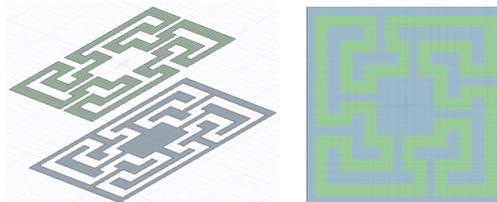


Figura 3.7: Geometria matrioska e seu modelo negativo em cascata [Autoria Própria]

Na Tabela 3.1 são mostrados os valores das dimensões da estrutura projetada para este trabalho.

As FSSs fabricadas usando impressão de adesivos são aplicadas em uma placa de FR-4 e corroídas com percloroeto de ferro. Cada FSS contém  $8 \times 8$  células, como apresentadas na Figura 3.8 e na Figura 3.9, e são colocadas uma por cima da outra,

Tabela 3.1: Dimensões da geometria matrioska utilizada

Dimensão	Valor(mm)	Dimensão	Valor(mm)
$W_x$	24	$L_1$	22
$W_y$	24	$L_2$	16
$w$	1,5	$L_3$	10
$g$	1		

como demonstrado na Figura 3.10 utilizando apoios de acrílico que tornam possível ajustar o espaçamento  $g$  entre elas. O critério para a escolha deste número de células e para a composição de  $8 \times 8$  células de  $24 \text{ cm}^2$  é que é o suficiente para cobrir a abertura da janela de medição utilizada para a configuração experimental.

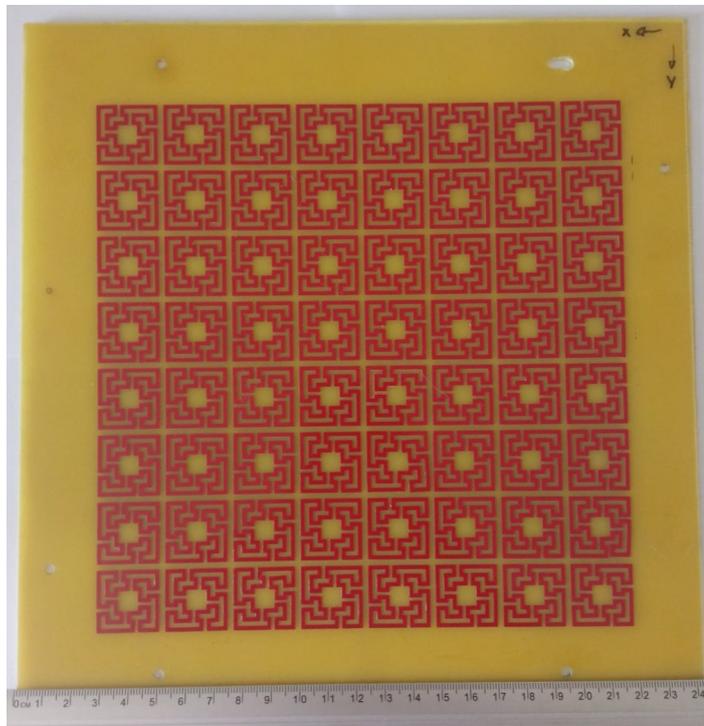


Figura 3.8: FSS fabricada da geometria matrioska [Autoria Própria]

## 3.2 Configuração de Medição

Com as FSSs fabricadas e preparadas, foi utilizado o laboratório de medidas em micro-ondas do GTEMA-IFPB utilizando a configuração de medição apresentada na Figura 3.11, com um analisador de redes VNA E5071C de duas portas e antena corneta Pasternack Enterprise PE9859-20. As FSSs foram colocadas em suportes de acrílico e em uma janela de medição posicionada na vertical para minimizar a interferência de sinais refletidos e difratados no laboratório. A janela de medição também permite

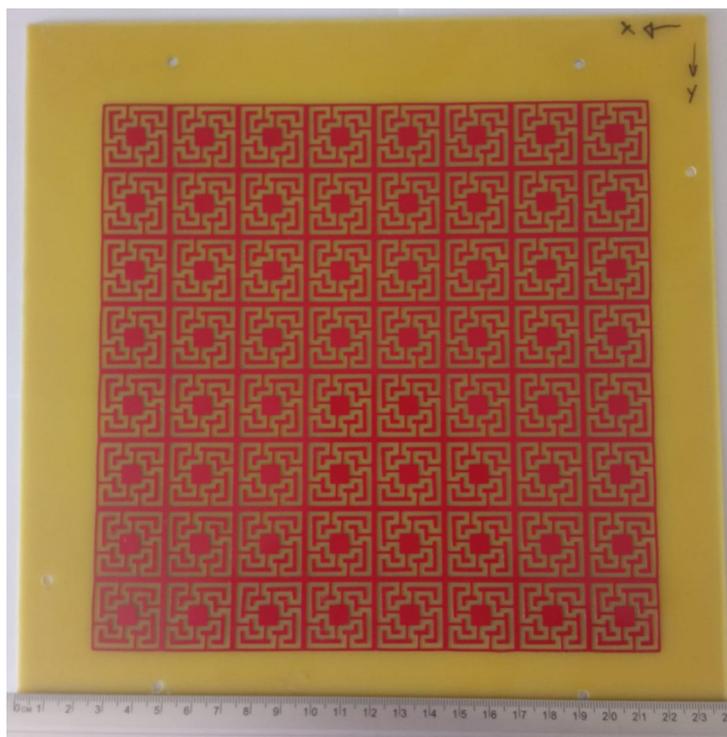


Figura 3.9: FSS fabricada do negativo da geometria matrioska [Autoria Própria]

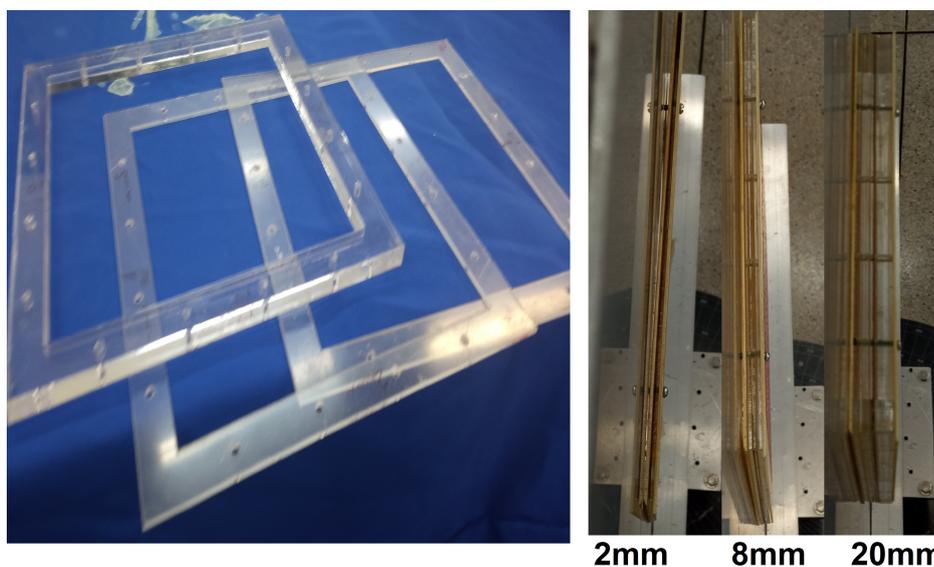


Figura 3.10: Espaçamentos de acrílico utilizados [Autoria Própria]

avaliar a influência do ângulo  $\phi$  de incidência da onda incidente, como mostrado na Figura 3.12, inclinando horizontalmente a janela de acordo com a angulação desejada. Essa medição permite analisar a estabilidade da FSS em relação à variação na polarização.

Foram feitas medições das FSSs separadamente, da FSS rejeita-faixa (geometria matrioska), da FSS passa-faixa (negativo da geometria anterior) e as duas juntas sobrepostas, Figura 3.13. Por último, foram feitas medições de referência do ambiente

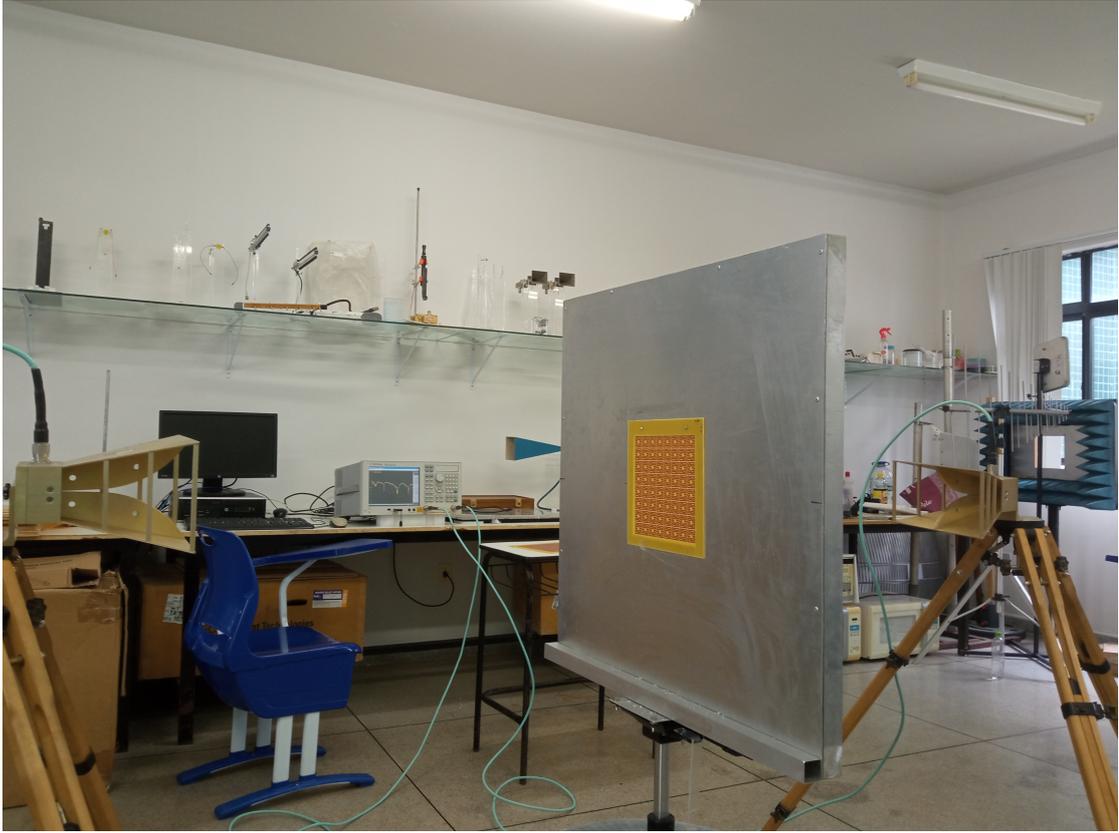


Figura 3.11: Fotografia da configuração utilizada na caracterização experimental das FSSs [Autoria Própria]

para análise dos resultados.

Primeiro foram feitas medições com as FSSs separadas, com apenas uma única camada. Assim, com o VNA conectado às antenas cornetas, foram coletados sinais com a FSS rejeita-faixa (geometria matrioska) para diferentes ângulos  $\phi$  de incidência da onda plana incidente. O processo foi iniciado com os planos da janela de medição e da abertura da antena transmissora perfeitamente paralelos. Um vetor unitário perpendicular ao plano vertical da janela de medição forma então um ângulo  $\phi = 0^\circ$  com o vetor unitário perpendicular ao plano da abertura da corneta retangular. Em seguida  $\phi$  é incrementando de  $10^\circ$  em  $10^\circ$  e novas medições são realizadas, totalizando 7 medições diferentes até o ângulo  $\phi$  de incidência de  $60^\circ$ . Terminadas essas medições, a inclinação horizontal da janela é retornada para o ângulo de  $0^\circ$  e as antenas, que estiveram em mesma polarização horizontal ( $x$ ), têm sua polarização modificada para a vertical ( $y$ ), com a rotação do plano de abertura das antenas cornetas, e o processo é então repetido para mais 7 medições com diferentes ângulos  $\phi$ , totalizando 14 medições apenas para a FSS de única camada do rejeita-faixa. Essas medições são feitas novamente para a FSS de geometria negativo da matrioska, para as polarizações horizontais e verticais com diferentes ângulos  $\phi$  de incidência da onda plana incidente.

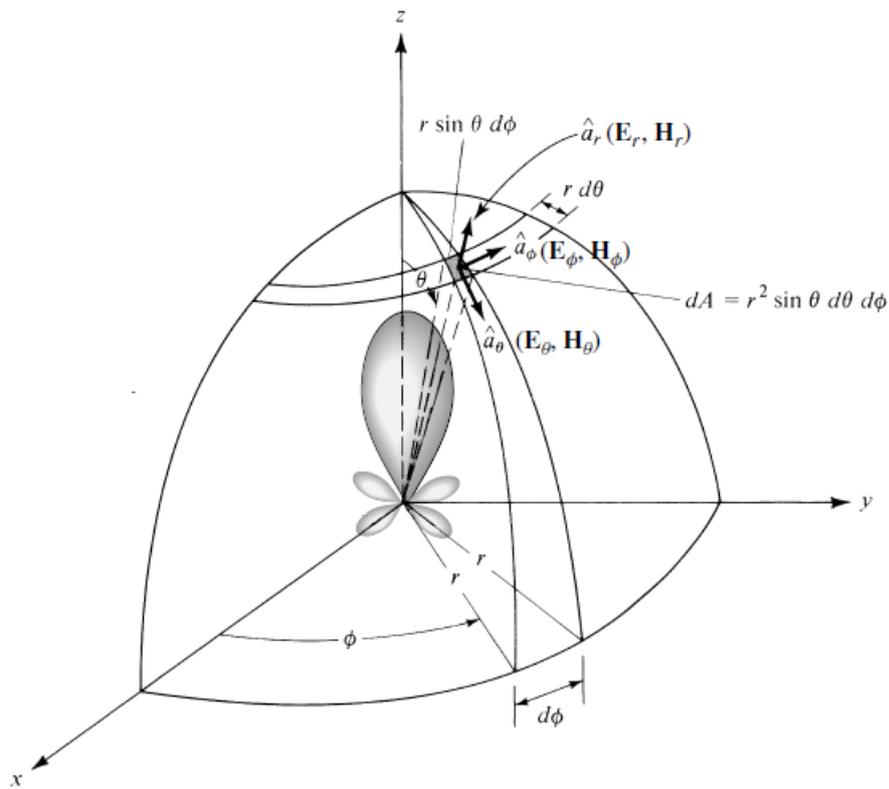


Figura 3.12: Coordenadas espaciais de um modelo de campo radiado [87]

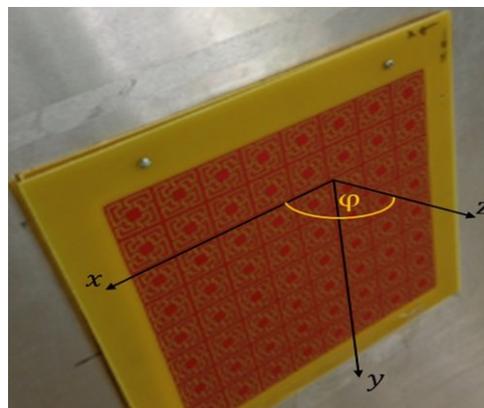


Figura 3.13: Fotografia da configuração das FSSs em cascata [Autoria Própria]

Para a primeira medição da configuração em cascata, as FSSs são fixadas em paralelo com suportes de acrílico entre elas e posicionadas na janela de medição. A janela é então ajustada para o ângulo  $\phi$  de  $0^\circ$ , com ambas antenas corneta retangular na polarização horizontal ( $x$ ). Uma vez que o VNA tenha as medições salvas, a janela de medição é rotacionada em  $10^\circ$  e novas medições são realizadas, com esse processo se repetindo até  $60^\circ$ , para então a janela de medição retornar para a inclinação  $0^\circ$  e as antenas corneta terem a polarização alterada, em um processo similar ao realizado para as FSSs de única camada. O que diferencia o processo de medição para a FSS

em cascata é que tal processo de 14 medições é repetido para diferentes espaçamentos entre FSSs, utilizando mais lâminas de acrílico de 1 mm de espessura e acrescentando lâminas empilhadas para o espaçamento entre as placas variar de milímetro em milímetro, de 2 mm até 20 mm, para que se possa então analisar a diferença entre as respostas em frequência medidas.

Por último é feita uma medição de referência do ambiente, com as mesmas configurações referentes à presença da FSS, porém sem a FSS na janela de medição. O VNA então capta, por meio da antena corneta receptora, o sinal que é radiado pela antena corneta retangular transmissora no ambiente sem nenhuma interferência da FSS. Essas 14 novas medições de referência, com 7 delas variando a inclinação horizontal  $\phi$  da janela de medição no intervalo angular de  $0^\circ$  a  $60^\circ$  na polarização horizontal ( $x$ ) e outras 7 na polarização vertical ( $y$ ), são utilizadas na análise dos resultados coletados, tornando possível minimizar a influência do ambiente em torno da FSS nas medições obtidas.

### 3.3 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo é apresentada a geometria e os modelos das FSSs utilizadas no projeto usando a teoria apresentada no Capítulo 2, notando suas particularidades e expressões e aplicando para o modelo de projeto considerado.

As FSSs foram projetadas para serem ajustadas ao tamanho da janela de medição e os suportes de acrílico foram fixados com parafusos de acrílico e fitas adesivas para diminuir discrepâncias que possam ser atribuídas a obstruções ou deslocamentos das FSSs.

A configuração experimental ideal seria utilizando a câmara anecoica com os mesmos equipamentos, antenas, VNA e cabos, eliminando a necessidade de uma janela de medição, mas ainda necessitando de um suporte mecânico para rotacionar a FSS. Mesmo com todas as precauções tomadas em laboratório, há não apenas interferência dos sinais refletidos e difratados nos aparelhos e mobiliário do ambiente, como condições que não são exatamente ideais devido à presença de outros equipamentos e fontes de interferência externas. Para tornar os resultados mais próximos dos obtidos em uma câmara anecoica, foram coletadas medições de referência, usadas para normalizar as medições obtidas, minimizando os fatores ambientais do experimento. Outros detalhes como manufatura das FSSs, alinhamento da FSS em cascata e até fatores humanos são independentes de ambiente ou câmara anecoica e são comentados no próximo capítulo.

No próximo capítulo são determinadas as respostas em frequência por meio das simulações e medições, para as devidas análises, observações e comparações dos resultados.

# Capítulo 4

## Análise dos Resultados

Neste capítulo são analisadas inicialmente as respostas em frequência das FSSs com cada geometria isolada. Em seguida, são analisadas as respostas em frequência das FSSs com as duas geometrias associadas. Na sequência são apresentadas as respostas em frequência das FSSs obtidas experimentalmente e é discutido o efeito do acoplamento entre as geometrias.

Os resultados simulados foram obtidos com o *software* comercial ANSYS Designer para um substrato FR-4 com constante dielétrica  $\epsilon_r = 4,4$  e espessura  $h = 1,6$  mm, usando o modelo (*High Frequency Simulation Software* - HFSS).

A fonte de onda plana aplicada à matriz de MoM do software foi de 1 V para polarizações horizontal e vertical e foram consideradas nas configurações de pós-processamento as dimensões da célula unitária,  $W_x$  e  $W_y$  mostradas na Tabela 3.1, se repetindo na matriz infinita. Essas configurações foram estabelecidas para gerar uma FSS com a célula unitária dimensionada que cubra todo o campo infinito simulado.

A varredura de frequência do simulador foi inicialmente ajustada com um passo linear de 0,05 GHz no intervalo de 0 GHz a 10 GHz, para uma análise inicial do comportamento da resposta em frequência da FSS. Esses parâmetros foram então reajustados para um passo de 0,01 GHz na faixa de 1 GHz a 5 GHz, para melhor observação da largura de banda da FSS na resposta em frequência.

Os gráficos resultantes da simulação apresentam as respostas em frequência das FSS, em função da frequência em GHz, em termos da intensidade dos parâmetros  $|S(1,1)|$  e  $|S(2,1)|$  em dB. O parâmetro  $|S(1,1)|$  representa o coeficiente de reflexão e está relacionado ao sinal que sai da antena transmissora e é refletido pela FSS (sinal refletido) e o parâmetro  $|S(2,1)|$  representa o coeficiente de transmissão e está relacionado ao sinal que sai da antena transmissora, passa pela FSS e chega até a antena receptora.

## 4.1 Caracterização das FSS Individuais

### 4.1.1 Resultados simulados

Utilizando as geometrias com os parâmetros apresentados no Capítulo 3, foram obtidos os resultados apresentados nas Figuras 4.1 e 4.2 com as polarizações  $x$  e  $y$ , horizontal e vertical, respectivamente. Na Figura 4.1 é apresentada a resposta em frequência da FSS, obtida por simulação, a uma onda incidente plana, tanto ao transmitir quanto ao refletir o sinal incidente. São consideradas tanto a polarização vertical quanto a horizontal.

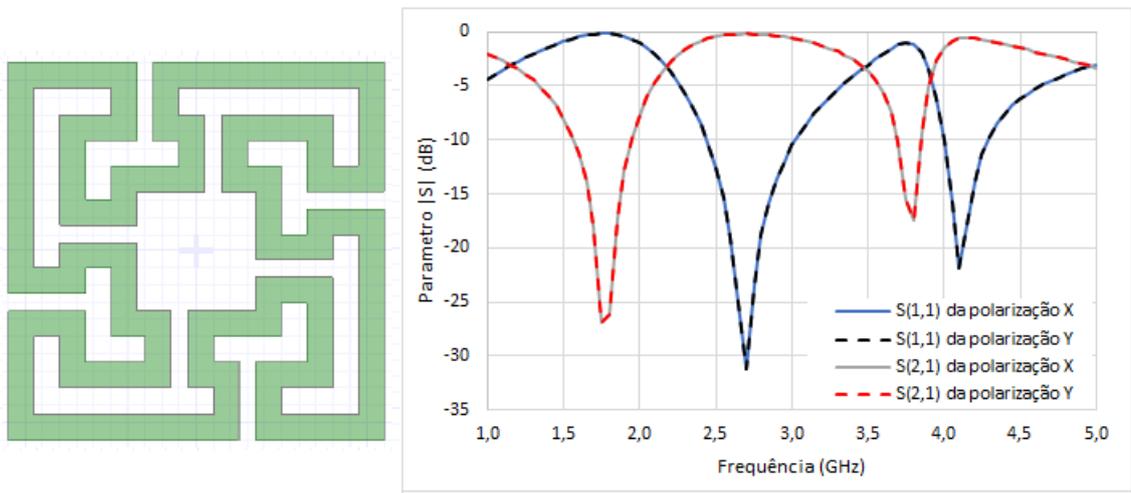


Figura 4.1: Resposta em frequência da FSS com geometria matrioska (rejeita-faixa) [Autoria Própria]

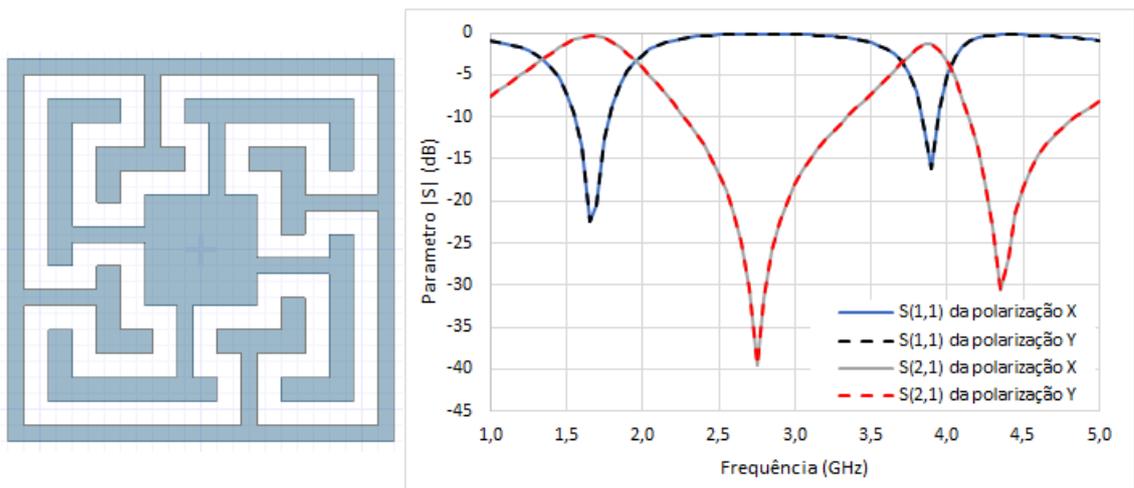


Figura 4.2: Resposta em frequência da FSS com negativo da geometria matrioska (passa-faixa) [Autoria Própria]

Como esperado em uma simulação, na qual as variáveis são calculadas com superfi-

cies consideradas infinitas e ideais, devido à geometria matrioska utilizada ser simétrica em todos os lados, foram obtidos resultados perfeitamente idênticos em ambas as polarizações, em que o parâmetro  $|S(2, 1)|$  da polarização vertical é similar ao parâmetro  $|S(2, 1)|$  da polarização horizontal. O mesmo pode ser dito para o parâmetro  $|S(1, 1)|$ . Assim as Figuras 4.1 e 4.2 apresentam resultados de pares de respostas em frequência que se sobrepõem em todos os pontos, seja para  $|S(2, 1)|$  ou  $|S(1, 1)|$ .

Ao se implementar o negativo de um rejeita-faixa (geometria matrioska), tem-se um passa-faixa (negativo da geometria matrioska) com a resposta em frequência invertida, em que o parâmetro  $|S(1, 1)|$  da estrutura passa-faixa tem as mesmas frequências de ressonância do parâmetro  $|S(2, 1)|$  da estrutura rejeita-faixa. É por esse motivo que ao se analisar as Figuras 4.1 e 4.2 lado a lado é possível ter a impressão das respostas em frequência de  $|S(2, 1)|$  terem apenas trocado de lugar com as respostas em frequência de  $|S(1, 1)|$ .

Analisando as frequências de ressonância, pode-se notar que elas se apresentam nos mesmos pontos para ambas as geometrias, porém o parâmetro  $S$  nesses pontos não possui a mesma intensidade. As frequências de ressonância da FSS de geometria matrioska foram de 1,75 GHz e 3,8 GHz, enquanto na FSS do negativo da geometria matrioska as frequências de ressonância foram as mesmas de 1,75 GHz e 3,8 GHz, mas dessa vez deixando passar o sinal transmitido, com 2,75 GHz e 4,15 GHz sendo as frequências nas quais  $|S(2, 1)|$  tomou valores mais baixos. Esse é o motivo de se chamar a geometria do passa-faixa como negativo da geometria do rejeita-faixa: Quando sobrepostas uma com a outra se tem uma figura de uma célula unitária completamente preenchida, ou um *patch* completo, sem nenhum traço de uma geometria se sobrepor à outra.

É importante notar que, embora a geometria na Figura 4.2 seja exatamente o negativo da geometria na Figura 4.1, as respostas em frequência das FSSs não são exatamente inversas, mesmo na simulação. Como em uma simulação, todas as células unitárias são idênticas e sem erros de fabricação, mas as FSSs se comportam como diferentes tipos de filtros. Filtros passa-faixa têm uma resposta em frequência aproximadamente unitária na banda passante, enquanto o rejeita-faixa apresenta ganho aproximadamente nulo na banda de rejeição.

A geometria FSS matrioska se comporta como um filtro rejeita-faixa, bloqueando componentes espectrais do sinal transmitido dentro da faixa de rejeição e deixando componentes de frequência fora da faixa de rejeição passarem. Na frequência de ressonância, quanto menor o valor da resposta de frequência, maior o bloqueio do sinal. A FSS com o negativo da geometria matrioska se comporta como um filtro passa-faixa, passando componentes de frequência do sinal transmitido dentro da largura de faixa de passagem e atenuando componentes de frequências fora dessa faixa. Para a frequência

de ressonância, quanto mais próxima de 0 dB for a resposta em frequência, melhor a FSS transmitirá o sinal incidente. É por isso que na Figura 4.1 as respostas em frequência apresentam valores menores nas frequências 1,75 GHz e 3,8 GHz, em comparação com a Figura 4.2.

Foi realizada uma simulação da distribuição de corrente elétrica para ambas as camadas de FSS. As FSSs apresentam diferentes caminhos de corrente elétrica na superfície metálica devido ao acoplamento eletromagnético entre as trilhas geométricas. A geometria da superfície metálica da FSS gera um efeito ressonante que resulta em aprisionamento e absorção de micro-ondas. A atenuação das ondas eletromagnéticas é gerada à medida que o campo elétrico interage com os elétrons e induz correntes devido ao metal condutor. Nas Figuras 4.3 e 4.4 pode-se observar a distribuição de corrente elétrica nas camadas simples. Para uma FSS passa-faixa, se houver excitação de corrente na célula unitária, o sinal passa pela FSS em uma frequência escolhida. Se a célula unitária for excitada por corrente elétrica, a FSS reflete a onda eletromagnética do sinal. O inverso é verdadeiro para uma FSS rejeita-faixa, quando nenhuma excitação na célula unitária deixa o sinal passar, enquanto uma excitação de corrente faz a FSS refletir o sinal em uma frequência escolhida.

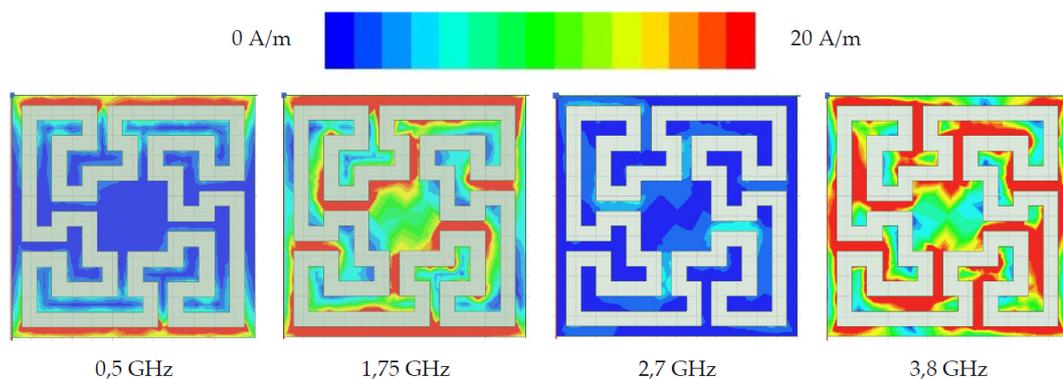


Figura 4.3: Distribuição de corrente elétrica da FSS com negativo da geometria matrioska (passa-faixa). [Autoria Própria]

A Figura 4.3 mostra uma distribuição de corrente elétrica na frequência de 0,5 GHz para a qual o sinal é bloqueado pela FSS devido à falta de excitação de corrente suficiente. Observa-se na Figura 4.3 que na frequência de 1,75 GHz, que é a primeira frequência de ressonância, há corrente elétrica suficiente através de todos os anéis da geometria para deixar a onda de sinal passar. Essa é a frequência na Figura 4.2 na qual  $|S(2,1)|$  atinge -0,37 dB. A onda de sinal incidente também cruza a FSS em 3,8 GHz, como ilustrado na Figura 4.3, que é a segunda frequência de ressonância. Em 2,7 GHz, é possível ver que a corrente elétrica na célula unitária atinge a menor intensidade, então o sinal não consegue passar pela FSS, razão pela qual o ponto mais

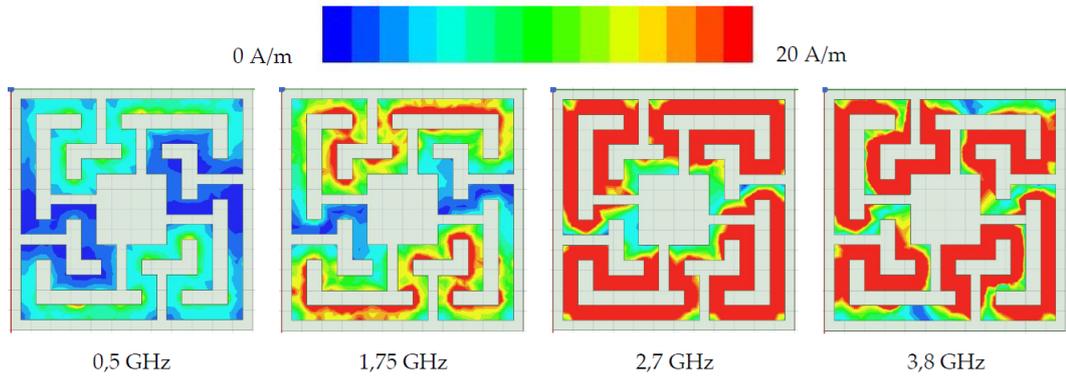


Figura 4.4: Distribuição de corrente elétrica do FSS com geometria matrioska (rejeita-faixa). [Autoria Própria]

baixo na resposta de frequência é atingido na Figura 4.2. A distribuição de corrente elétrica para FSS rejeita-faixa é mostrada na Figura 4.4. Em 0,5 GHz, a célula unitária não é suficientemente excitada pela corrente elétrica, permitindo que a onda de sinal passe pela FSS. Na primeira frequência de ressonância na Figura 4.4, em 1,75 GHz, uma alta densidade de corrente elétrica é observada no anel externo da célula unitária, contribuindo para que a FSS reflita o sinal incidente. No entanto, em 2,7 GHz, mesmo com uma alta densidade de corrente elétrica no anel externo da célula unitária, a onda de sinal passa pela FSS. Isso acontece porque o anel interno tem uma baixa densidade de corrente e uma frequência maior do que a do exemplo anterior. A onda de sinal só será refletida quando o anel interno tiver uma densidade de corrente elétrica suficiente, como visto em 3,8 GHz na Figura 4.4.

### 4.1.2 Resultados experimentais

Os resultados medidos apresentados nesta seção foram normalizados utilizando as medições de referência realizadas no ambiente de medição com o mesmo *setup* experimental estabelecido para a presença de FSS na janela de medição.

As medições de referência foram realizadas sob as mesmas condições das medições de FSS individuais e em cascata, com a janela de medição sem FSS e deixando o sinal passar de uma antena para a outra apenas sob a influência do ambiente. Essas medições de referência foram feitas para cada valor de ângulo  $\phi$ .

Por exemplo, para a apresentação de resultado de uma das medições da FSS em cascata na polarização  $x$  com inclinação  $\phi$  de  $0^\circ$ , foi utilizada a medição de referência com as mesmas configurações (polarização  $x$  e ângulo  $\phi$  de  $0^\circ$ ) para fazer a normalização e assim apresentar resultados com mínima influência de interferência do ambiente.

As Figuras 4.5 e 4.6 apresentam as respostas em frequência experimentais da FSS com geometria matrioska para diferentes ângulos de inclinação horizontal  $\phi$ , em

polarizações  $x$  e  $y$ , respectivamente. É comum ocorrer perda de sinal com maiores inclinações angulares e uma inclinação de  $90^\circ$  é equivalente a uma transmissão sem a FSS, já que esta fica perpendicular à frente de onda plana incidente.

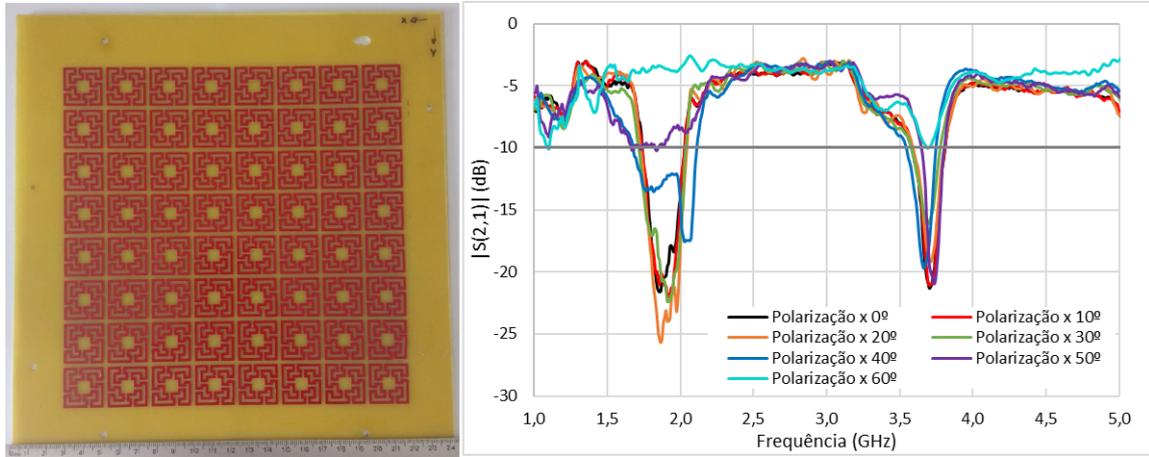


Figura 4.5: Resposta em frequência da FSS com geometria matrioska (rejeita-faixa) para a polarização  $x$  para diferentes valores da inclinação  $\phi$  [Autoria Própria]

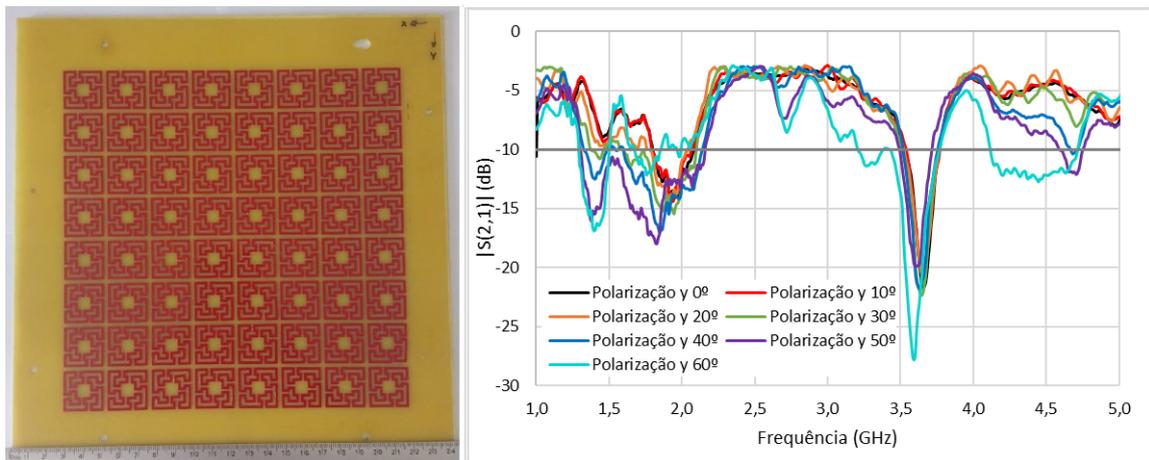


Figura 4.6: Resposta em frequência da FSS com geometria matrioska (rejeita-faixa) para a polarização  $y$  para diferentes valores da inclinação  $\phi$  [Autoria Própria]

Analisando os resultados da resposta em frequência da FSS de geometria matrioska, pode-se ver que quanto maiores são os ângulos de inclinação da janela de medição em relação ao plano da antena transmissora, maior é o deslocamento da resposta em frequência em relação à resposta em frequência obtida para o ângulo de inclinação  $\phi = 0^\circ$ , ou seja, com FSS em um plano paralelo à frente de onda plana do sinal incidente.

Outra análise que pode ser feita é que mesmo as respostas em frequência da FSS, para as duas polarizações, não sendo idênticas, como esperado da geometria simétrica, é possível identificar frequências de ressonância em 1,8 GHz e 3,6 GHz em  $0^\circ$ , tanto para polarização  $x$  quanto para  $y$ . Quando considerados os ângulos de incidência, as

frequências de ressonância com maior deslocamento variam entre 1,40 GHz na polarização  $y$  em  $\phi = 60^\circ$  e 2,06 GHz na polarização  $x$  em  $\phi = 40^\circ$  na primeira frequência de ressonância, enquanto a segunda frequência de ressonância varia entre 3,59 GHz para a polarização  $y$  em  $\phi = 60^\circ$  e 3,73 GHz para a polarização  $x$  em  $\phi = 50^\circ$ .

A resposta em frequência, da FSS de geometria matrioska ao sinal incidente, que apresenta mais deslocamentos da frequência de ressonância foi para a polarização  $y$  em  $\phi = 60^\circ$ . Apesar de manter a segunda frequência de ressonância próxima de 3,6 GHz, as frequências mais baixas apresentaram comportamento muito diferentes dos outros resultados, com a largura de banda em 10 dB em torno da primeira frequência de ressonância iniciando a partir de 1,36 GHz para  $\phi = 40^\circ$ . A resposta em frequência para o ângulo de incidência  $\phi = 60^\circ$  na polarização  $x$  tem um pico de atenuação tão reduzido na primeira frequência de ressonância que ela desaparece e a segunda polarização atenua a resposta em frequência na frequência de ressonância a ponto dela não passar de -10 dB, o mesmo ocorrendo com a primeira frequência de ressonância da resposta em frequência em  $\phi = 50^\circ$ .

Foram comparadas as larguras de banda abaixo de 10 dB entre as respostas em frequência obtidas com diferentes ângulos de inclinação  $\phi$  na polarização  $x$ , como mostrado na Figura 4.5. A resposta em frequência toma valores abaixo de -10 dB no intervalo de 1,73 GHz a 2,02 GHz e de 3,6 GHz a 3,8 GHz para a polarização  $x$  e ângulo de inclinação  $\phi = 0^\circ$  (linha preta). Esse mesmo valor de largura de banda no intervalo de 1,73 GHz a 2,02 GHz é observado na resposta em frequência à polarização  $x$  para ângulo de inclinação  $\phi = 10^\circ$  (linha vermelha), assim como nas respostas em frequência à polarização  $x$  para ângulos de inclinação  $\phi = 20^\circ$  (linha laranja) e  $\phi = 30^\circ$  (linha verde) da Figura 4.5. Só na resposta em frequência à polarização  $x$  para ângulo de inclinação  $\phi = 40^\circ$  (linha azul) é que pode-se observar mudança no intervalo de frequência no qual o módulo do parâmetro  $S$  em dB fica abaixo de -10 dB. O intervalo passa a ser entre 1,68 GHz e 2,10 GHz, e antes era entre 1,73 GHz e 2,02 GHz. O segundo intervalo de frequência com valores de resposta em frequência abaixo de -10 dB permaneceu entre 3,6 GHz e 3,8 GHz, para os mesmos ângulos horizontais de incidência da onda plana incidente. Quando observada a resposta em frequência à polarização  $x$  para o ângulo de inclinação  $\phi = 50^\circ$  (linha roxa) da Figura 4.5, nota-se que há apenas um intervalo de frequência no qual a resposta em frequência fica abaixo de -10 dB entre 3,6 GHz a 3,8 GHz. Isso ocorre devido à distorção dos sinais de frequências mais baixas e aos componente de frequências entre 1 GHz a 3,6 GHz agora estarem todos com intensidade acima de -10 dB.

A última observação da resposta em frequência à polarização  $x$  é para o ângulo de inclinação  $\phi = 60^\circ$  (linha azul claro), no qual a resposta em frequência não apresenta

nenhum componente de frequência com valor abaixo de -10 dB entre 1 GHz e 5 GHz. Esses resultados demonstram uma grande estabilidade de resposta da FSS à polarização, mantendo sua largura de banda constante mesmo com a inclinação angular abaixo de  $\phi = 40^\circ$ . Essa vantagem da geometria matrioska de resistir à inclinação angular a torna muito favorável a aplicações nas quais sinais podem vir de diferentes direções e com diferentes polarizações.

A mesma análise das larguras de banda abaixo de -10 dB entre as respostas em frequência obtidas com diferentes ângulos horizontais de inclinação  $\phi$  pode ser feita para a polarização  $y$ , como mostrado na Figura 4.6. Semelhante ao observado nas respostas em frequência da Figura 4.5, as respostas em frequência à polarização  $y$  para ângulos de inclinação  $\phi = 0^\circ$  (linha laranja),  $\phi = 10^\circ$  (linha vermelha) e  $\phi = 20^\circ$  (linha laranja) possuem os mesmos intervalos de frequências com valores abaixo de -10 dB, com estes intervalos sendo de 1,79 GHz a 2,05 GHz e de 3,55 GHz a 3,77 GHz. A resposta em frequência à polarização  $y$  para ângulo de inclinação  $\phi = 30^\circ$  (linha verde) manteve-se abaixo de -10 dB no mesmo intervalo de 3,55 GHz a 3,77 GHz, mas nas frequências mais baixas houve discrepâncias em relação aos ângulos de inclinação anteriores. O primeiro intervalo no qual o módulo do parâmetro  $S$  em dB fica abaixo de -10 dB foi de 1,37 GHz a 1,46 GHz e o segundo intervalo foi de 1,61 GHz a 2,09 GHz. Nesse ângulo, a resposta em frequência à polarização  $y$  apresentou distorções nas frequências mais baixas. Surgiu tanto um novo intervalo de frequências com o módulo do parâmetro  $S$  em dB abaixo de -10 dB quanto a alteração do intervalo de 1,79 GHz a 2,05 GHz para 1,61 GHz a 2,09 GHz. Essas distorções também ocorrem na resposta em frequência à polarização  $x$  para o ângulo de inclinação  $\phi = 40^\circ$  (linha azul), apresentando frequências em que o módulo do parâmetro  $S$  em dB fica abaixo de -10 dB em dois intervalos, entre 1,2 GHz e 2,2 GHz e mantendo o intervalo de 3,55 GHz a 3,77 GHz que todos os ângulos da Figura 4.6 apresentaram.

Quando observada a resposta em frequência à polarização  $y$  para o ângulo de inclinação  $\phi = 50^\circ$  (linha roxa) da Figura 4.6, nota-se que nas frequências mais baixas a resposta em frequência foi atenuada a ponto de formar uma única largura de banda com o módulo do parâmetro  $S$  em dB abaixo de -10 dB entre 1,30 GHz e 2,16 GHz. Também é observado no intervalo de 3,49 GHz a 3,71 GHz que houve um deslocamento da resposta em frequência em relação à resposta obtida para os ângulos de incidência anteriores, antes localizada no intervalo entre 3,55 GHz e 3,77 GHz. Por último é analisada a resposta em frequência à polarização  $y$  para o ângulo de incidência  $\phi = 60^\circ$  (linha azul claro), no qual o módulo do parâmetro  $S$  em dB se comporta diferente de todos em relação às respostas em frequência obtidas para os outros ângulos, com os maiores intervalos abaixo de -10 dB presentes entre 1,30 GHz e 1,50 GHz, entre 3,39

GHz e 3,77 GHz e entre 4,11 GHz e 4,70 GHz. Quando esses resultados são comparados com os resultados referentes à polarização  $x$ , eles mostram uma menor estabilidade, mantendo sua largura de banda constante apenas até a inclinação angular abaixo de  $\phi = 30^\circ$ , mas com os ângulos de incidência maiores fazendo as larguras de banda serem ampliadas, em vez de perdidas, e ainda podendo ser utilizadas para a faixa de operação desejada.

Comparando os resultados das Figuras 4.5 e 4.6, eles foram obtidos utilizando o mesmo método empregado nos trabalhos de dissertações do grupo GTEMA-IFPB, que utilizaram anteriormente a geometria matrioska em aplicações de FSS [73–78]. Quando as polarizações horizontal e vertical foram levadas em conta, foi esperada uma maior similaridade na primeira frequência de ressonância entre as Figuras 4.5 e 4.6, devido a sua simetria, mas as frequências de ressonância apresentadas foram próximas dos resultados numéricos em ambas as polarizações.

As respostas em frequência da FSS de geometria matrioska negativa são apresentadas nas Figuras 4.7 e 4.8.

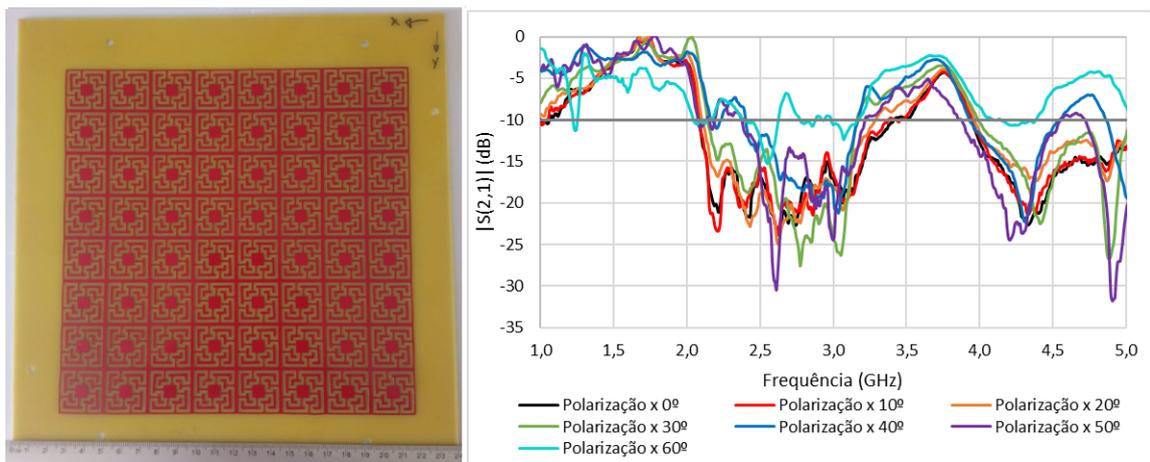


Figura 4.7: Resposta em frequência da FSS com o negativo da geometria matrioska (passa-faixa) para a polarização  $x$  para diferentes valores da inclinação  $\phi$  [Autoria Própria]

As respostas em frequência da FSS de geometria matrioska negativa ao sinal transmitido pela antena corneta foram mais distintas em relação às polarizações, com as respostas em frequência para a polarização  $x$  possuindo um leve aumento de  $|S(2,1)|$  na primeira frequência de ressonância e a polarização  $y$  contribuindo para o surgimento de uma nova frequência de ressonância por volta de 1,2 GHz quando adicionado o ângulo de inclinação da janela de medição.

As frequências de ressonância nas quais  $|S(2,1)|$  atinge menores valores para a polarização  $x$  com inclinação angular  $\phi = 0^\circ$  foram 2,62 GHz e 4,33 GHz, enquanto para a polarização  $y$  foram 2,8 GHz e 4,25 GHz. Para ambas as polarizações, o compor-

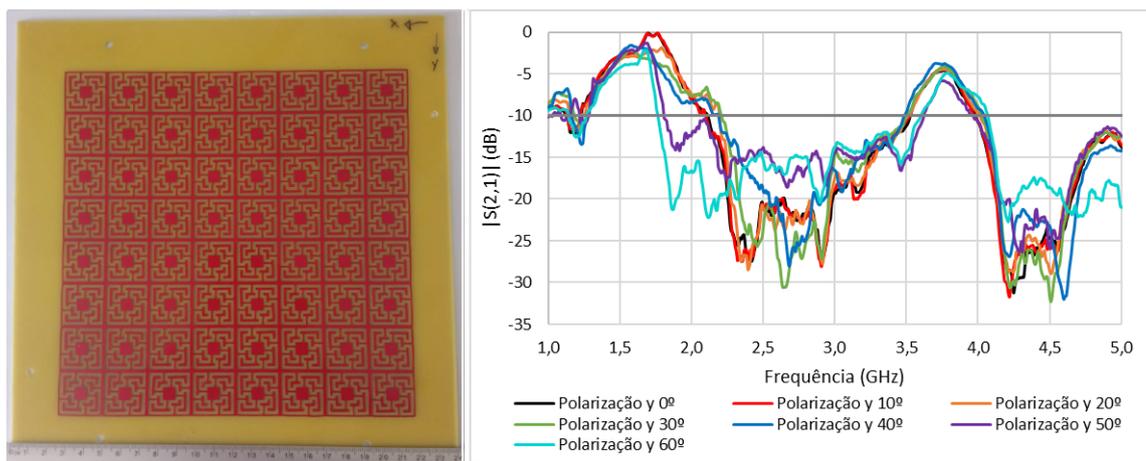


Figura 4.8: Resposta em frequência da FSS com o negativo da geometria matrioska (passa-faixa) para a polarização  $y$  para diferentes valores da inclinação  $\phi$  [Autoria Própria]

tamento da FSS se manteve como passa-faixa para as ressonâncias de 1,8 GHz e 3,7 GHz, que são as frequências de ressonância da FSS com geometria matrioska. Ambas as polarizações  $x$  e  $y$  apresentaram a mesma largura de faixa de rejeição de 2,1 GHz a 3,5 GHz para o ângulo de inclinação horizontal  $\phi = 0^\circ$  da janela de medição.

Quando foi considerada a inclinação angular  $\phi$ , a primeira frequência de ressonância de  $|S(2,1)|$  para ambas as polarizações se manteve estável, com os maiores deslocamentos da frequência de ressonância ocorrendo sempre com os maiores ângulos de inclinação. A curva de  $|S(2,1)|$  em função da frequência para o ângulo  $\phi = 60^\circ$  na polarização  $x$  atenuou a ponto da estrutura transmitir o sinal incidente ao longo de toda a largura de faixa de 2,1 GHz a 3,5 GHz. A curva de  $|S(2,1)|$  para a polarização  $y$  tem um comportamento diferente para a inclinação angular em  $60^\circ$ , com a largura da faixa de rejeição se estendendo de 1,8 GHz a 3,6 GHz.

Similar aos resultados medidos anteriores, as Figuras 4.7 e 4.8 apresentam frequências ressonantes similares aos resultados medidos. Quando comparado ao estado da arte, elas se mostram mais compatíveis com resultados apresentados em [76], que apresenta uma FSS com o negativo da geometria matrioska e confirmando os resultados obtidos na tese.

São mostrados nas Tabelas 4.1 e 4.2 os valores das frequências de ressonância encontradas em cada uma das respostas em frequência das FSS medidas na seção, deixando apresentados os resultados de forma organizada para análise e comparação.

Tabela 4.1: Frequências de ressonância medidas da FSS rejeita-faixa

Polarização e Ângulo de incidência	Freq. de ressonância 1	Freq. de ressonância 2
Polarização $x$ em $0^\circ$	1,80 GHz	3,70 GHz
Polarização $y$ em $0^\circ$	1,80 GHz	3,66 GHz
Polarização $x$ em $10^\circ$	1,83 GHz	3,70 GHz
Polarização $y$ em $10^\circ$	1,80 GHz	3,64 GHz
Polarização $x$ em $20^\circ$	1,85 GHz	3,70 GHz
Polarização $y$ em $20^\circ$	1,83 GHz	3,65 GHz
Polarização $x$ em $30^\circ$	1,91 GHz	3,69 GHz
Polarização $y$ em $30^\circ$	1,86 GHz	3,64 GHz
Polarização $x$ em $40^\circ$	2,06 GHz	3,66 GHz
Polarização $y$ em $40^\circ$	1,84 GHz	3,63 GHz
Polarização $x$ em $50^\circ$	1,88 GHz	3,73 GHz
Polarização $y$ em $50^\circ$	1,82 GHz	3,61 GHz
Polarização $x$ em $60^\circ$	–	3,69 GHz
Polarização $y$ em $60^\circ$	1,40 GHz	3,59 GHz

Tabela 4.2: Frequências de ressonância medidas da FSS passa-faixa

Polarização e Ângulo de incidência	Freq. de ressonância 1	Freq. de ressonância 2
Polarização $x$ em $0^\circ$	1,75 GHz	3,78 GHz
Polarização $y$ em $0^\circ$	1,77 GHz	3,75 GHz
Polarização $x$ em $10^\circ$	1,75 GHz	3,79 GHz
Polarização $y$ em $10^\circ$	1,79 GHz	3,79 GHz
Polarização $x$ em $20^\circ$	1,76 GHz	3,80 GHz
Polarização $y$ em $20^\circ$	1,73 GHz	3,76 GHz
Polarização $x$ em $30^\circ$	1,76 GHz	3,79 GHz
Polarização $y$ em $30^\circ$	1,68 GHz	3,79 GHz
Polarização $x$ em $40^\circ$	1,73 GHz	3,74 GHz
Polarização $y$ em $40^\circ$	1,70 GHz	3,79 GHz
Polarização $x$ em $50^\circ$	1,80 GHz	3,66 GHz
Polarização $y$ em $50^\circ$	1,70 GHz	3,79 GHz
Polarização $x$ em $60^\circ$	–	3,69 GHz
Polarização $y$ em $60^\circ$	1,68 GHz	3,81 GHz

## 4.2 Caracterização da FSS em Cascata

A caracterização da FSS em cascata é feita seguindo os mesmos procedimentos das FSSs anteriores, mas com variações no espaçamento entre as FSSs individuais.

### 4.2.1 Resultados simulados

A Figura 4.9 mostra o gráfico de resposta em frequência de duas FSSs em cascata, alinhadas e com diferentes espaçamentos entre as placas variando de milímetro em milímetro. É possível analisar que à medida que o espaçamento aumenta, a largura de banda também aumenta entre 1,7 GHz e 3,8 GHz de forma uniforme, podendo chegar até 2 GHz de largura de faixa. O resultado simulado apresenta a maior largura de faixa de 2,1 GHz nos espaçamentos de 18 mm, 19 mm e 20 mm, enquanto a menor largura de faixa de 1,1 GHz ocorre com um espaçamento em 4 mm. É possível concluir que o aumento da largura de faixa foi saturado para um espaçamento por volta de 18 mm para a maior largura de faixa e 4 mm para a menor largura de faixa.

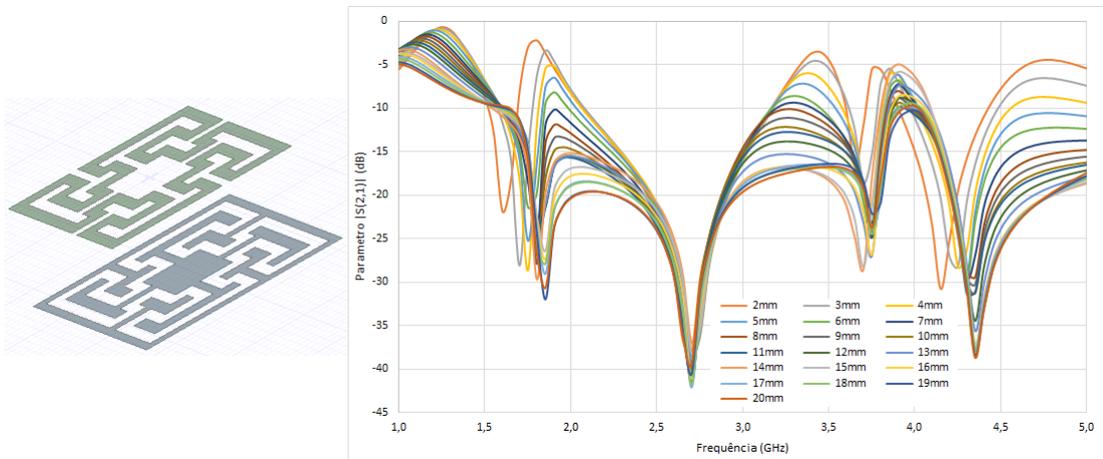


Figura 4.9: Resposta em frequência simulada da FSS em cascata [Autoria Própria]

Foi feita também uma análise da distribuição de corrente elétrica na FSS em cascata, como ilustrado na Figura 4.10, semelhante à feita com as camadas individuais. Na frequência de 0,5 GHz é observado o comportamento de rejeita-faixa da FSS, permitindo que a onda eletromagnética passe pela primeira camada, mas seja refletida pela segunda camada devido à baixa distribuição de corrente elétrica, impedindo que a onda alcance a antena receptora. Na frequência de 1,75 GHz, indicada na Figura 4.10, a FSS rejeita-faixa tem uma alta distribuição de corrente elétrica por toda a célula unitária e assim a FSS reflete o sinal antes de atingir a segunda camada. Pode-se observar pela linha azul da Figura 4.9 que em 1,75 GHz a resposta em frequência está abaixo de -10 dB. Na frequência de 2,7 GHz indicada na Figura 4.10, a distribuição de corrente na rejeita-faixa parece ser suficiente, mas como na Figura 4.4, o anel interno tem uma baixa densidade de corrente, permitindo que a onda eletromagnética passe pela primeira camada. No entanto, é impedido pela segunda camada devido a uma baixa distribuição de corrente elétrica. A última frequência analisada na Figura 4.10 foi de 3,8 GHz. Apesar da segunda camada passa-faixa ter uma distribuição de corrente

elétrica alta o suficiente para deixar o sinal passar, a primeira camada rejeita-faixa reflete devido à alta densidade de corrente elétrica no anel interno da geometria da FSS.

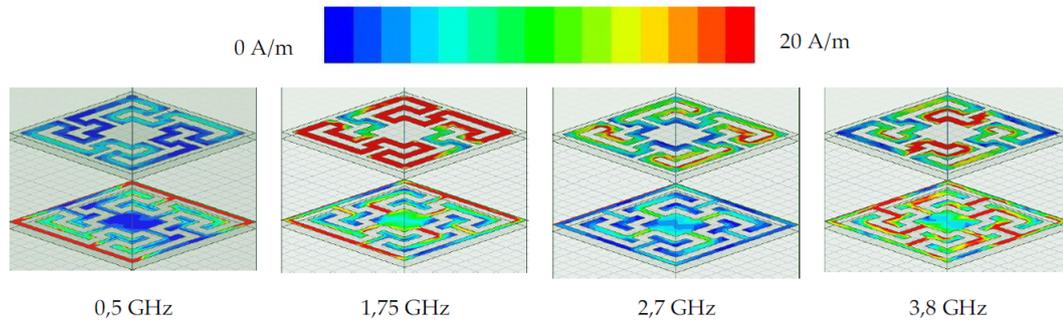


Figura 4.10: Distribuição de corrente elétrica da FSS em cascata com espaçamento de 12 mm entre camadas [Autoria Própria]

## 4.2.2 Resultados medidos

Os resultados experimentais, por outro lado, não apresentaram uma resposta em frequência tão uniforme quanto a simulação, como mostrado na Figura 4.11. Para melhor análise e visualização, a Figura 4.12 apresenta apenas os resultados para o espaçamento entre as FSSs variando de 4 mm em 4 mm.

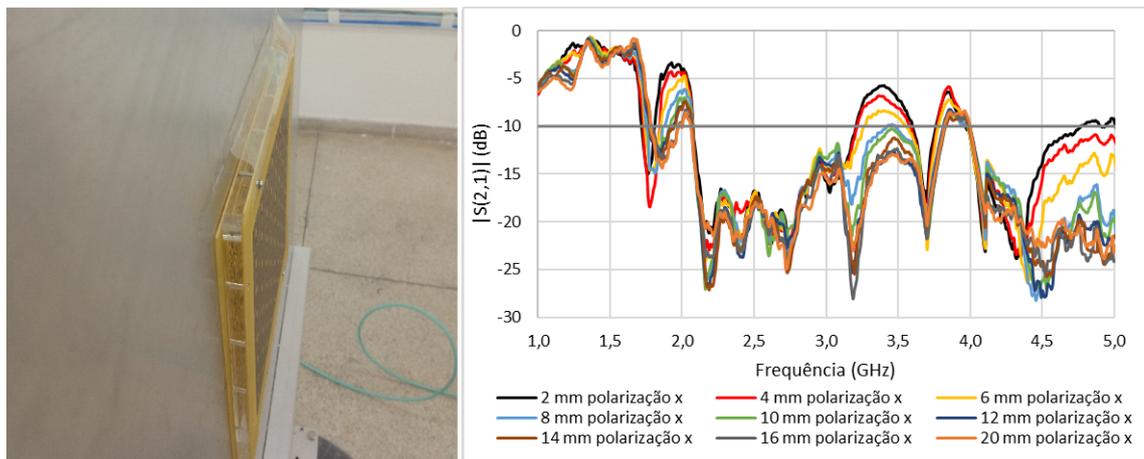


Figura 4.11: Resposta em frequência experimental da FSS em cascata para a polarização  $x$  [Autoria Própria]

O mesmo procedimento é então repetido para a polarização  $y$ , como nas Figuras 4.13 e 4.14. Com estes resultados é possível ver que os gráficos das respostas em frequência experimentais apresentam um aumento linear na atenuação de  $|S(2,1)|$  em relação à variação do espaçamento entre as FSSs.

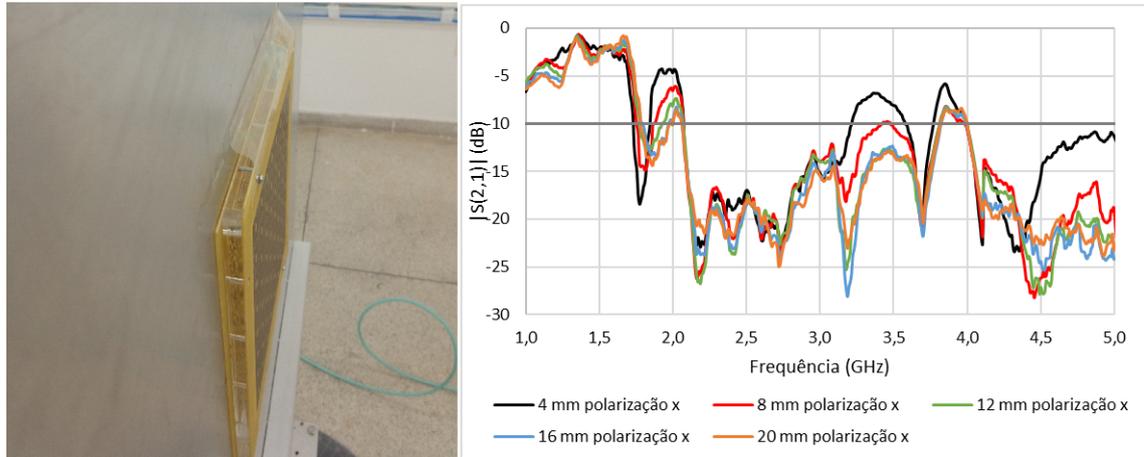


Figura 4.12: Reposta em frequência experimental da FSS em cascata para a polarização  $x$  e 4 mm de espaçamento entre as camadas [Autoria Própria]

Na polarização  $x$ , com espaçamento de 2 mm a 6 mm entre as FSSs, tem-se uma variação de largura de faixa no intervalo de 2 GHz a 3,2 GHz. Com um espaçamento de 6 mm e 10 mm, tem-se largura de faixa no intervalo de 2 GHz a 3,4 GHz e de 12 mm adiante tem-se uma largura de faixa de 2 GHz a 3,8 GHz.

Com a polarização  $y$ , com 2 mm a 6 mm de espaçamento entre as FSSs, a resposta em frequência no intervalo de 2,1 GHz a 3,1 GHz fica completamente abaixo de -10 dB. Com um espaçamento de 8 mm em diante, tem-se uma largura de faixa no intervalo de 1,8 GHz a 3,8 GHz. Para questões de aplicação, o menor espaçamento para uma largura de banda operante na faixa de 2 GHz a 3,2 GHz é de 4mm, com ambas as polarizações sendo efetivas por todo esse intervalo. Tal caso não ocorre com o espaçamento de 2 mm por sua resposta em frequência na polarização  $y$  alcançar 3,16 GHz. A banda ultra-larga de 2 GHz pode ser obtida com o espaçamento de 12 mm em diante. Com o espaçamento de 10 mm, a resposta em frequência ainda apresenta picos muito próximos de -10 dB ao redor da frequência de 3,4 GHz na polarização  $y$ .

Também pode ser analisada a influência do ângulo de inclinação  $\phi$  (ângulo de incidência da onda incidente) por meio das Figuras 4.15 e 4.16, rotacionando-se a janela de medição com as FSS em cascata. É apresentado o comportamento do parâmetro  $|S(2,1)|$  em função da frequência em GHz para a polarização  $y$  com os espaçamentos de 4 mm e 12 mm entre as FSSs, que foram observados serem os melhores para aplicações na largura de faixa de 2,0 a 3,2 GHz e 1,8 a 3,8 GHz. Ao analisar as respostas em frequência, em termos de  $|S(2,1)|$ , para o ângulo  $\phi = 50^\circ$  e espaçamentos de 4 mm e 12 mm entre as FSS, pode-se destacar uma nova frequência de ressonância em 1,7 GHz na polarização  $x$  e uma segunda ressonância em 1,4 GHz para a polarização  $y$ . As inclinações angulares para  $\phi = 40^\circ$  e acima apresentam certas mudanças na largura de banda em relação a  $\phi = 0^\circ$ , mas é no ângulo de inclinação de  $60^\circ$  que se tem um

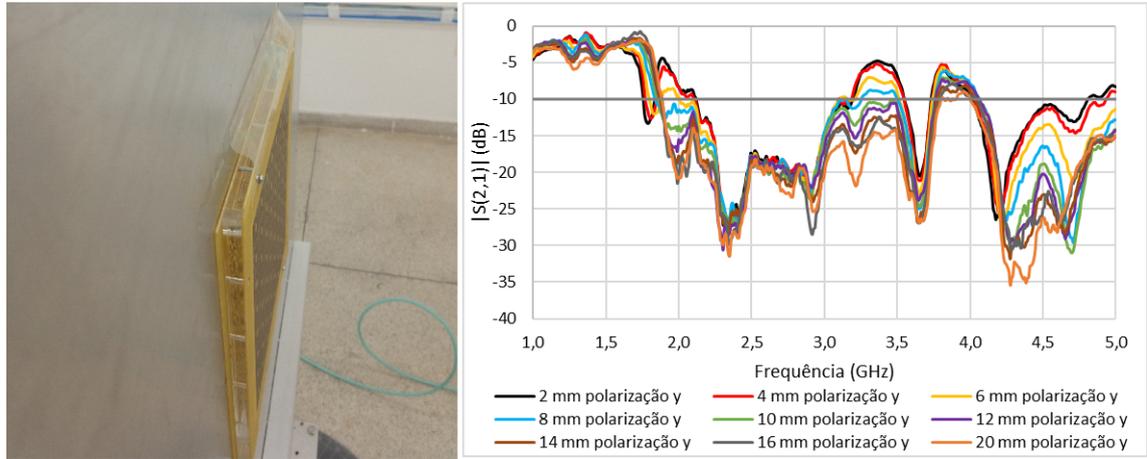


Figura 4.13: Resposta em frequência experimental da FSS em cascata para a polarização  $y$  [Autoria Própria]

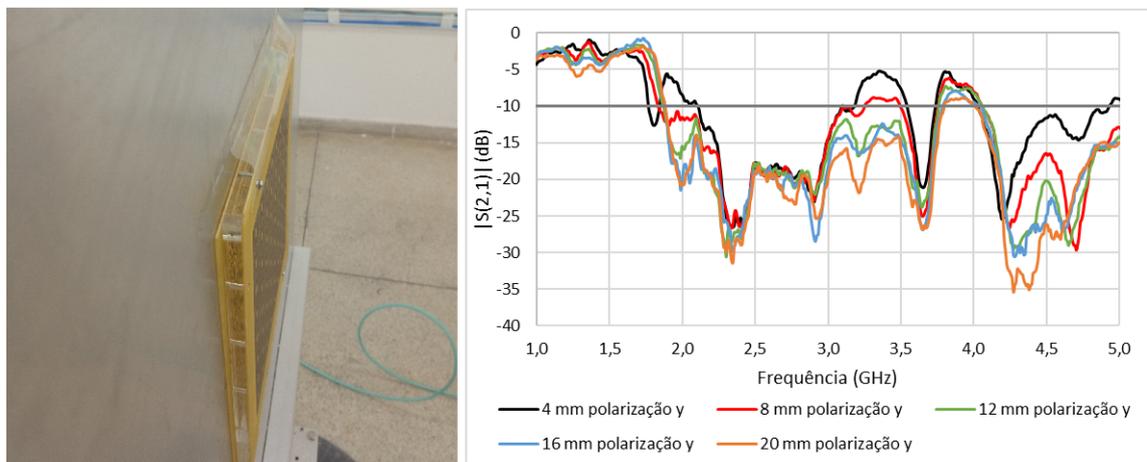


Figura 4.14: Resposta em frequência experimental da FSS em cascata para a polarização  $y$  e 4 mm de espaçamento [Autoria Própria]

maior deslocamento da largura de faixa, deixando os intervalos originais de 2,0 a 3,2 GHz e de 1,8 a 3,8 GHz para 1,8 a 3,0 GHz e 2,1 a 2,9 GHz nas polarizações  $x$  e  $y$  respectivamente.

Fazendo uma análise similar a da FSS de camada simples, a FSS em cascata pode ser comparada com o estado da arte, observando-se trabalhos passados para analisar resultados e contribuições. As dissertações citadas anteriormente não utilizam uma FSS em cascata, mas [74] mostra, em uma análise comparativa para diferentes distâncias entre duas células ressonadoras em cascata, que a resposta em frequência é semelhante 4.9. Quando observados artigos de FSS em cascata [66–70], eles apresentam respostas semelhantes, incluindo o estudo de resposta a ângulo de incidência. Em [68], uma FSS em cascata de duas camadas com geometria de anéis quadrados possui uma resposta em frequência semelhante para o intervalo de 3 a 10 GHz, mas essa largura de 7 GHz é obtida apenas com um espaçamento de 50 mm entre as camadas. O trabalho desta

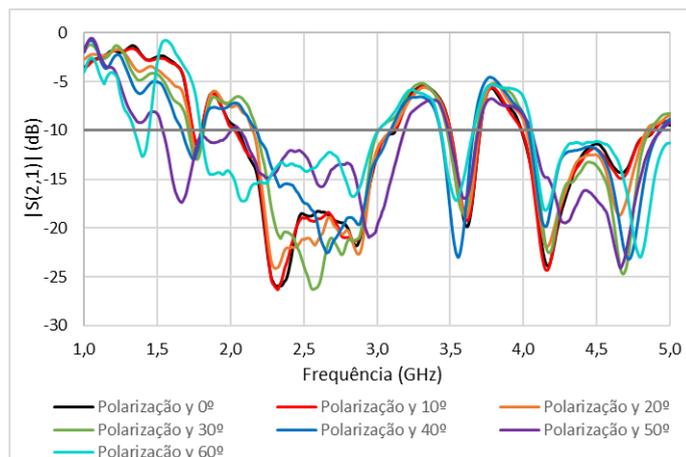


Figura 4.15: Resposta em frequência experimental da FSS em cascata com ângulo de inclinação  $\phi$  para a polarização  $y$  com 4 mm de espaçamento [Autoria Própria]

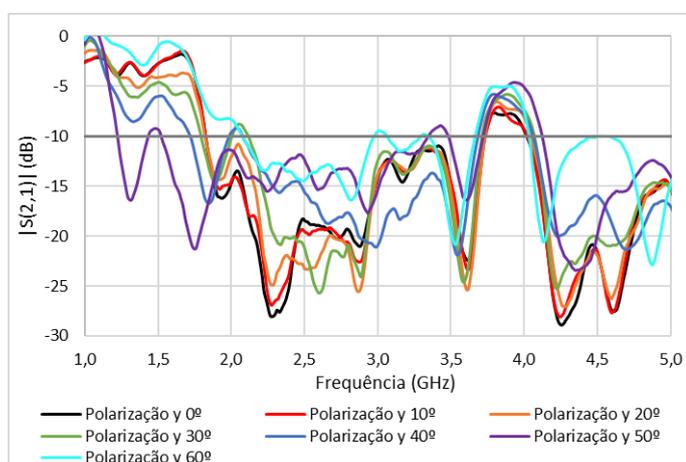


Figura 4.16: Resposta em frequência experimental da FSS em cascata com ângulo de inclinação  $\phi$  para a polarização  $y$  da FSS em cascata com 12 mm de espaçamento [Autoria Própria]

tese obtém resultados com 2 GHz em uma faixa de frequência menor, entre 1,8 GHz e 3,8 GHz, e com um espaçamento entre camadas quatro vezes menor, de 12 mm.

São mostrados nas Tabelas 4.3 e 4.4 os valores das larguras de banda apresentadas na resposta em frequência com diferentes espaçamentos entre as camadas, assim como as larguras de banda para diferentes inclinações angulares com espaçamento de 4 mm e 12 mm na polarização  $y$ , deixando apresentados os resultados de forma organizada para análise e comparação.

### 4.2.3 Outros aspectos

Um dos aspectos que podem dificultar a aplicação da FSS em cascata é o desalinhamento das camadas. Devido a necessidade das camadas precisarem estar alinhadas para que as trilhas metálicas se complementem, um desalinhamento pode gerar dife-

Tabela 4.3: Larguras de banda da FSS em cascata para as polarizações  $x$  e  $y$ 

Espaçamento	Largura de banda na polarização $x$	Largura de banda na polarização $y$
2 mm	2,07 - 3,20 GHz	2,10 - 3,16 GHz
4 mm	2,07 - 3,20 GHz	2,09 - 3,19 GHz
6 mm	2,07 - 3,26 GHz	2,11 - 3,19 GHz
8 mm	2,07 - 3,47 GHz	1,86 - 3,19 GHz
10 mm	2,07 - 3,48 GHz	1,84 - 3,76 GHz
12 mm	2,07 - 3,82 GHz	1,80 - 3,80 GHz
14 mm	2,07 - 3,81 GHz	1,81 - 3,80 GHz
16 mm	2,07 - 3,81 GHz	1,80 - 3,80 GHz
20 mm	2,07 - 3,81 GHz	1,81 - 3,81 GHz

Tabela 4.4: Larguras de banda da FSS em cascata para a polarização  $y$ 

Angulo	Largura de banda no espaçamento de 4 mm	Largura de banda no espaçamento de 12 mm
0°	2,09 - 3,19 GHz	1,80 - 3,80 GHz
10°	2,09 - 3,19 GHz	1,80 - 3,80 GHz
20°	2,17 - 3,18 GHz	1,80 - 3,80 GHz
30°	2,18 - 3,16 GHz	2,13 - 3,80 GHz
40°	2,19 - 3,18 GHz	2,11 - 3,79 GHz
50°	2,09 - 3,27 GHz	1,54 - 3,32 GHz
60°	1,80 - 3,0 GHz	2,11 - 2,9 GHz

rentes respostas em frequência. Por exemplo, nas Figuras 4.17, 4.18, 4.19, 4.20, 4.21 e 4.22 são apresentadas as respostas em frequência da FSS com 4 mm de espaçamento entre as camadas e com diferentes desalinhamentos na camada inferior.

Das figuras apresentadas, apenas a Figura 4.17 possui as curvas da polarização  $x$  e  $y$  perfeitamente idênticas devido ao alinhamento das camadas, apresentando uma largura de banda de 1,2 GHz entre as frequências de 2,15 a 3,15 GHz.

As Figuras 4.18 e 4.19 apresentam uma pequena diferença entre as respostas em frequência às polarizações. Enquanto a polarização  $x$  mantém a largura de banda entre 2,15 a 3,15 GHz, a polarização  $y$  tem a largura de banda deslocada para o intervalo entre 2,65 a 3,15 GHz. Essas mudanças ocorrem mais na polarização vertical por ser onde a FSS em cascata apresentou maior desalinhamento. Porém, isso não quer dizer que a polarização horizontal não apresentou diferenças em relação à FSS em cascata perfeitamente alinhada.

Na Figura 4.20 a largura de banda observada na resposta em frequência à polariza-

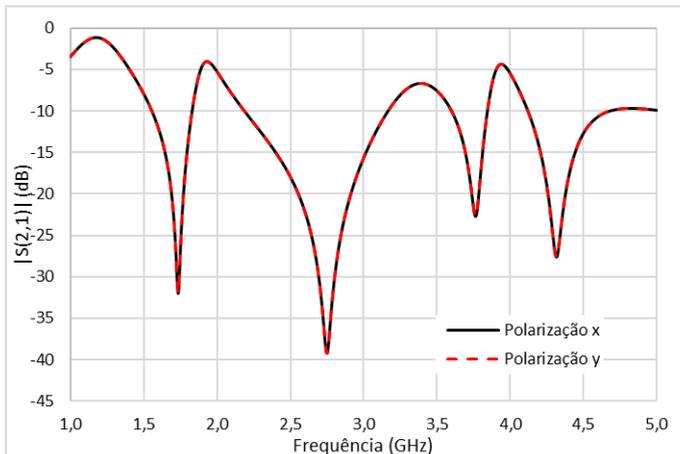
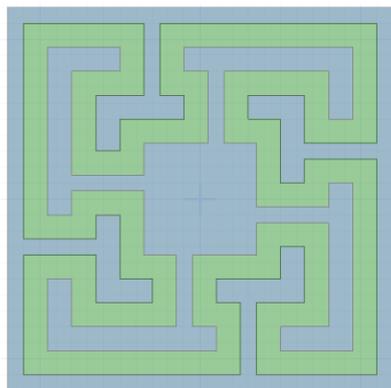


Figura 4.17: Reposta em frequência simulada da FSS em cascata sem deslocamento na camada passa-faixa [Autoria Própria]

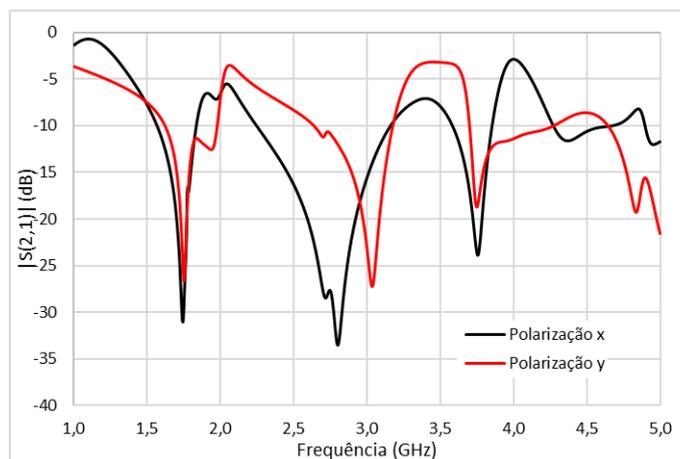
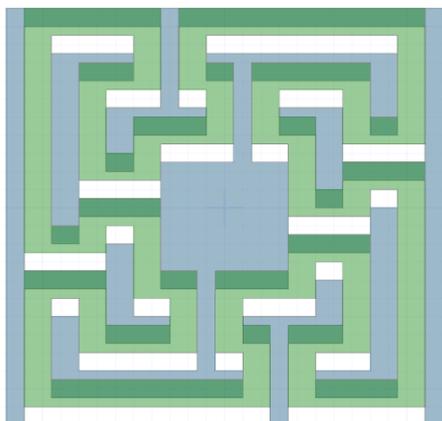


Figura 4.18: Reposta em frequência simulada da FSS em cascata com deslocamento de 1 mm na camada passa-faixa [Autoria Própria]

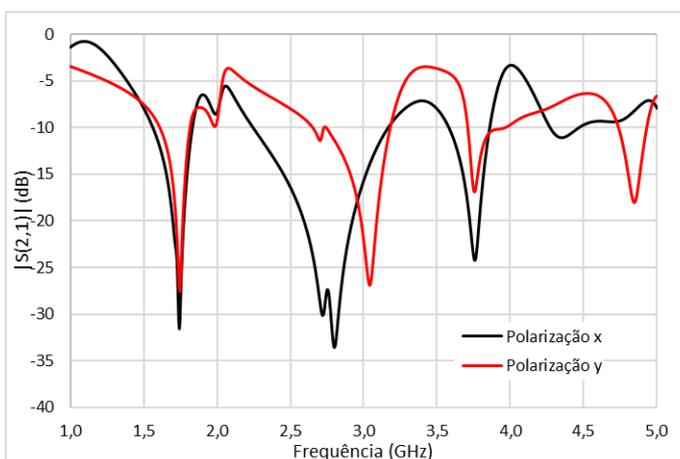
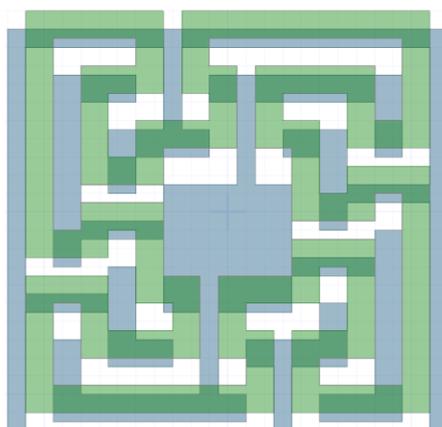


Figura 4.19: Reposta em frequência simulada da FSS em cascata com deslocamento de 2 mm na camada passa-faixa [Autoria Própria]

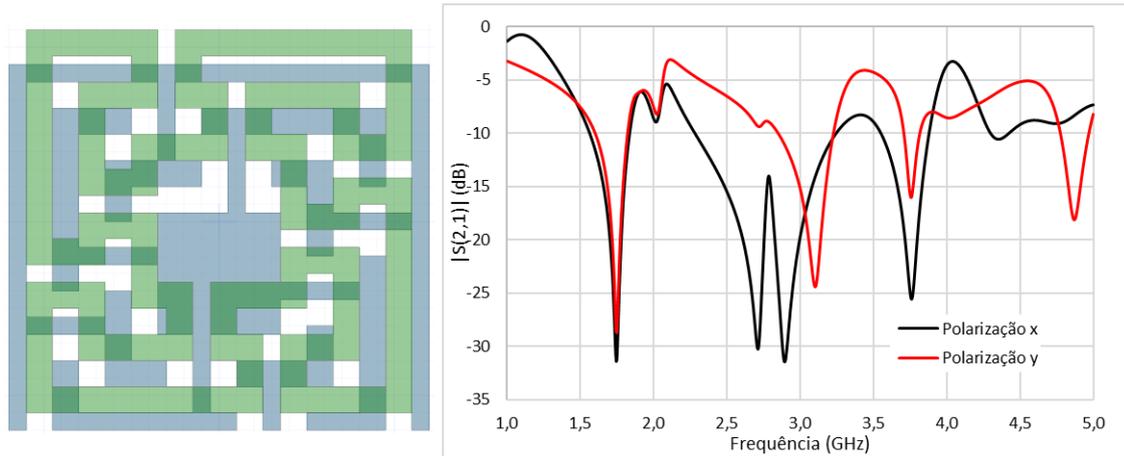


Figura 4.20: Reposta em frequência simulada da FSS em cascata com deslocamento de 3 mm na camada passa-faixa [Autoria Própria]

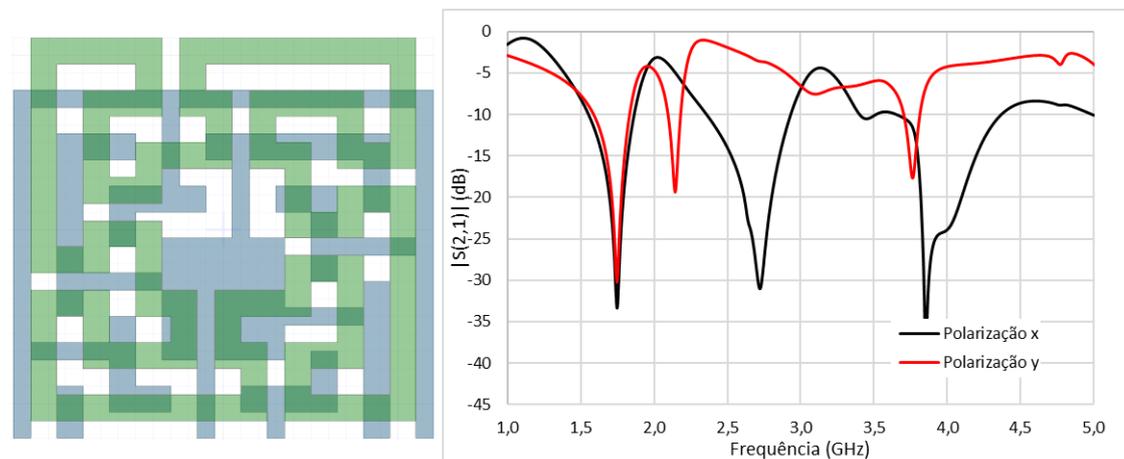


Figura 4.21: Reposta em frequência simulada da FSS em cascata com deslocamento de 4 mm na camada passa-faixa [Autoria Própria]

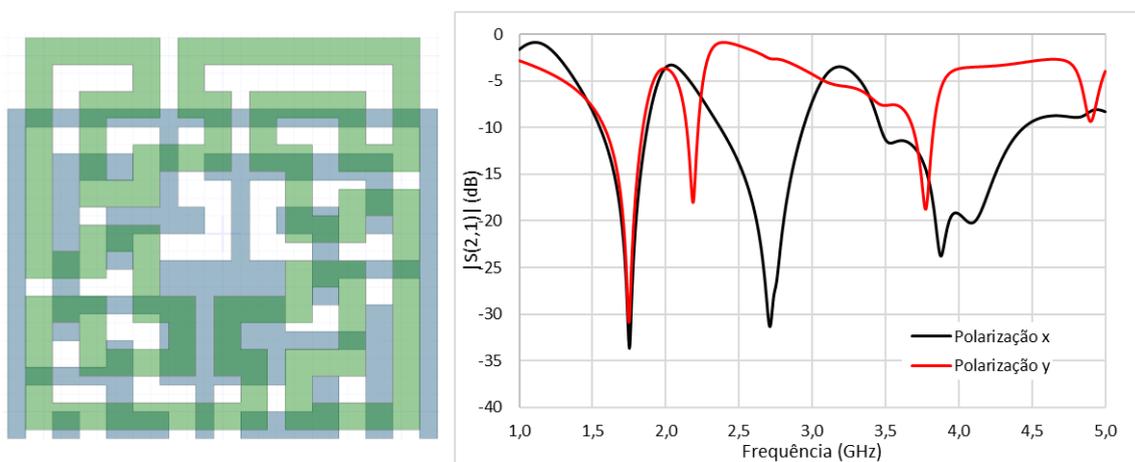


Figura 4.22: Reposta em frequência simulada da FSS em cascata com deslocamento de 5 mm na camada passa-faixa [Autoria Própria]

ção  $x$  apresentou um leve deslocamento com o intervalo de 2,3 a 3,2 GHz e a polarização de  $y$  com intervalo de 2,85 a 3,15 GHz. Nesta figura já começa a ficar mais clara a distorção da resposta em frequência à polarização horizontal, mesmo o deslocamento ocorrendo apenas de modo vertical, na intensidade da resposta em frequência.

Por último, as Figuras 4.21 e 4.22 mostram que a resposta em frequência à polarização vertical perde completamente a demarcação da largura de banda no intervalo de 2 a 3,2 GHz e a largura de banda para a polarização horizontal é reduzida para o intervalo de 2,4 a 2,9 GHz.

Estes resultados demonstram a ocorrência do desalinhamento entre as respostas em frequência às polarizações verticais e horizontais apresentadas nos resultados experimentais. Quanto maior o desalinhamento, mais distinta a diferença entre as polarizações, assim como resultados da largura de banda.

Outro aspecto relacionado à precisão é a estabilidade angular. Ao aumentar a inclinação angular da janela de medição para  $60^\circ$  é possível que haja perda da estabilidade e distorção do sinal. Para a análise deste fator, foram feitas medições da FSS em cascata para diferentes ângulos, repetidamente, para viabilizar a avaliação da dispersão dos resultados. Foram feitas um total de 10 medições para cada ângulo, para as FSSs em cascata com espaçamento de 4 mm e 12 mm, com os resultados demonstrados nas Tabelas 4.5, 4.6, 4.7, 4.8, 4.9, 4.10, e 4.11.

Analisando estas tabelas é possível dizer que os resultados das medições não apresentaram grandes diferenças entre eles, com algumas exceções nas medições para o ângulo de  $60^\circ$ .

Tabela 4.5: Medições de larguras de banda da FSS em cascata para a polarização  $y$  e inclinação angular de  $0^\circ$

Medição	Largura de banda no espaçamento de 4 mm	Largura de banda no espaçamento de 12 mm
1	2,07 - 3,28 GHz	1,78 - 3,82 GHz
2	2,08 - 3,28 GHz	1,80 - 3,81 GHz
3	2,08 - 3,25 GHz	1,78 - 3,81 GHz
4	2,03 - 3,28 GHz	1,79 - 3,81 GHz
5	2,08 - 3,27 GHz	1,79 - 3,82 GHz
6	2,08 - 3,26 GHz	1,79 - 3,81 GHz
7	2,05 - 3,27 GHz	1,80 - 3,82 GHz
8	2,08 - 3,28 GHz	1,78 - 3,80 GHz
9	2,07 - 3,28 GHz	1,78 - 3,82 GHz
10	2,06 - 3,27 GHz	1,80 - 3,80 GHz

Tabela 4.6: Medições de larguras de banda da FSS em cascata para a polarização  $y$  e inclinação angular de  $10^\circ$

Medição	Largura de banda no espaçamento de 4 mm	Largura de banda no espaçamento de 12 mm
1	2,06 - 3,31 GHz	1,75 - 3,83 GHz
2	2,07 - 3,32 GHz	1,75 - 3,82 GHz
3	2,07 - 3,32 GHz	1,75 - 3,82 GHz
4	2,07 - 3,32 GHz	1,75 - 3,82 GHz
5	2,07 - 3,33 GHz	1,75 - 3,82 GHz
6	2,07 - 3,32 GHz	1,75 - 3,83 GHz
7	2,05 - 3,33 GHz	1,75 - 3,83 GHz
8	2,06 - 3,32 GHz	1,74 - 3,82 GHz
9	2,07 - 3,31 GHz	1,75 - 3,83 GHz
10	2,07 - 3,32 GHz	1,75 - 3,82 GHz

Tabela 4.7: Medições de larguras de banda da FSS em cascata para a polarização  $y$  e inclinação angular de  $20^\circ$

Medição	Largura de banda no espaçamento de 4 mm	Largura de banda no espaçamento de 12 mm
1	2,24 - 3,33 GHz	1,77 - 3,86 GHz
2	2,07 - 3,31 GHz	1,77 - 3,83 GHz
3	2,06 - 3,35 GHz	1,77 - 3,82 GHz
4	2,06 - 3,33 GHz	1,77 - 3,84 GHz
5	2,07 - 3,32 GHz	1,77 - 3,82 GHz
6	2,06 - 3,31 GHz	1,77 - 3,85 GHz
7	2,05 - 3,33 GHz	1,76 - 3,84 GHz
8	2,07 - 3,34 GHz	1,77 - 3,86 GHz
9	2,07 - 3,32 GHz	1,77 - 3,84 GHz
10	2,02 - 3,35 GHz	1,76 - 3,85 GHz

As Figuras 4.23 e 4.24 apresentam os gráficos de dispersão das medições para os ângulos de  $0^\circ$  e  $60^\circ$ .

Analisando a Figura 4.23, os pontos de largura de banda se apresentaram próximos uns aos outros, com menos de 0,03 GHz de diferença da largura esperada de 1,2 GHz e 2,0 GHz e com a única exceção sendo de 1,25 GHz em uma das medições da FSS em cascata de 4 mm de espaçamento e duas com 2,04 GHz na cascata de 12 mm de espaçamento.

Como esperado, a Figura 4.24 apresenta uma maior dispersão entre os pontos de medição, com a FSS em cascata com 4 mm de espaçamento tendo máximo e mínimo

Tabela 4.8: Medições de larguras de banda da FSS em cascata para a polarização  $y$  e inclinação angular de  $30^\circ$

Medição	Largura de banda no espaçamento de 4 mm	Largura de banda no espaçamento de 12 mm
1	2,02 - 3,33 GHz	1,85 - 3,84 GHz
2	2,02 - 3,34 GHz	1,81 - 3,83 GHz
3	2,02 - 3,33 GHz	1,80 - 3,84 GHz
4	2,04 - 3,32 GHz	1,82 - 3,84 GHz
5	2,02 - 3,31 GHz	1,84 - 3,83 GHz
6	2,03 - 3,33 GHz	1,82 - 3,82 GHz
7	2,02 - 3,33 GHz	1,82 - 3,84 GHz
8	2,02 - 3,33 GHz	1,85 - 3,86 GHz
9	2,04 - 3,32 GHz	1,83 - 3,82 GHz
10	2,02 - 3,31 GHz	1,82 - 3,84 GHz

Tabela 4.9: Medições de larguras de banda da FSS em cascata para a polarização  $y$  e inclinação angular de  $40^\circ$

Medição	Largura de banda no espaçamento de 4 mm	Largura de banda no espaçamento de 12 mm
1	2,08 - 3,29 GHz	1,92 - 3,86 GHz
2	2,03 - 3,29 GHz	1,91 - 3,85 GHz
3	2,08 - 3,27 GHz	1,93 - 3,84 GHz
4	2,08 - 3,28 GHz	1,93 - 3,86 GHz
5	2,10 - 3,29 GHz	1,93 - 3,85 GHz
6	2,05 - 3,29 GHz	1,91 - 3,84 GHz
7	2,02 - 3,27 GHz	1,92 - 3,83 GHz
8	2,02 - 3,30 GHz	1,93 - 3,85 GHz
9	2,08 - 3,28 GHz	1,91 - 3,83 GHz
10	2,08 - 3,29 GHz	1,93 - 3,84 GHz

de 1,52 GHz e 0,50 GHz respectivamente. Para a FSS em cascata com 12 mm de espaçamento os máximos e mínimos foram de 0,76 GHz e 0,46 GHz, o que representa uma larga dispersão, comparada aos gráficos para  $0^\circ$ . Esta distorção ocorre porque a frente de onda incidente passa pela geometria de forma inclinada, deixando de excitar toda a geometria da célula unitária, havendo assim uma perda de estabilidade na resposta em frequência para ângulos de inclinação maiores.

Tabela 4.10: Medições de larguras de banda da FSS em cascata para a polarização  $y$  e inclinação angular de  $50^\circ$

Medição	Largura de banda no espaçamento de 4 mm	Largura de banda no espaçamento de 12 mm
1	2,09 - 3,38 GHz	2,23 - 3,48 GHz
2	2,01 - 3,37 GHz	2,31 - 3,48 GHz
3	2,03 - 3,36 GHz	2,30 - 3,48 GHz
4	2,08 - 3,37 GHz	2,31 - 3,44 GHz
5	2,02 - 3,33 GHz	2,25 - 3,48 GHz
6	2,09 - 3,35 GHz	2,26 - 3,48 GHz
7	2,10 - 3,35 GHz	2,30 - 3,44 GHz
8	2,02 - 3,33 GHz	2,31 - 3,48 GHz
9	2,08 - 3,34 GHz	2,24 - 3,46 GHz
10	2,09 - 3,30 GHz	2,23 - 3,48 GHz

Tabela 4.11: Medições de larguras de banda da FSS em cascata para a polarização  $y$  e inclinação angular de  $60^\circ$

Medição	Largura de banda no espaçamento de 4 mm	Largura de banda no espaçamento de 12 mm
1	1,80 - 2,45 GHz	1,72 - 2,45 GHz
2	1,80 - 3,28 GHz	2,00 - 2,45 GHz
3	1,82 - 3,29 GHz	1,72 - 2,48 GHz
4	1,79 - 3,30 GHz	1,72 - 2,46 GHz
5	1,81 - 3,32 GHz	1,72 - 2,45 GHz
6	1,80 - 2,45 GHz	1,72 - 2,45 GHz
7	1,80 - 2,44 GHz	1,92 - 2,46 GHz
8	1,80 - 2,30 GHz	1,91 - 2,46 GHz
9	1,80 - 3,32 GHz	1,72 - 2,45 GHz
10	1,81 - 2,45 GHz	1,72 - 2,46 GHz

### 4.3 Análise e Comparação de Resultados

Comparando as respostas em frequência numérica e experimental com ângulo de inclinação  $\phi = 0^\circ$ , tem-se então os gráficos das Figuras 4.25 e 4.26.

É esperado que os resultados numéricos não sejam idênticos aos experimentais, devido a fatores externos como influência do ambiente, aspectos não ideais de fabricação das FSSs, manuseio humano do aparato do experimento e também fatores ideais como o plano infinito da simulação. Foi possível minimizar tais fatores com a utilização de medições de referência e de máquinas para a fabricação das FSSs.

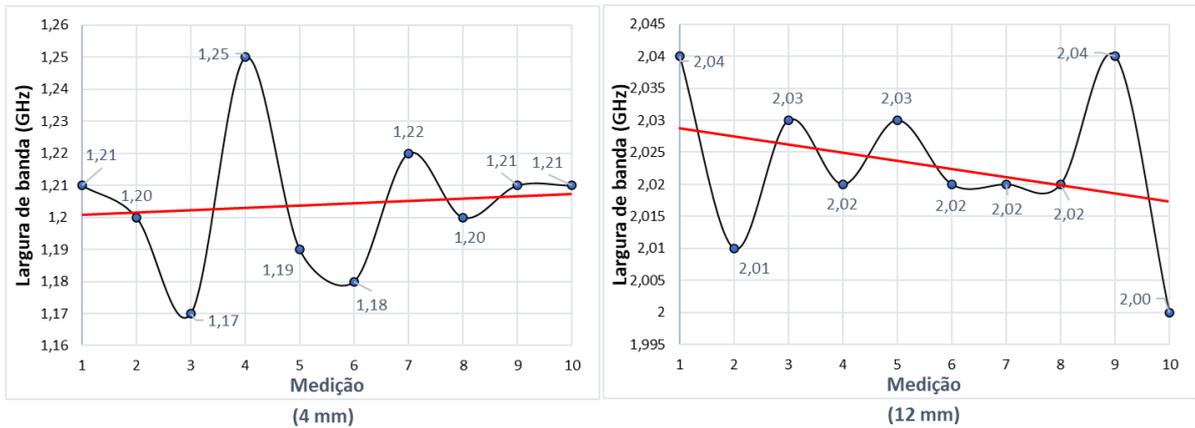


Figura 4.23: Dispersão das medições das FSS em cascata para o ângulo  $0^\circ$  [Autoria Própria]

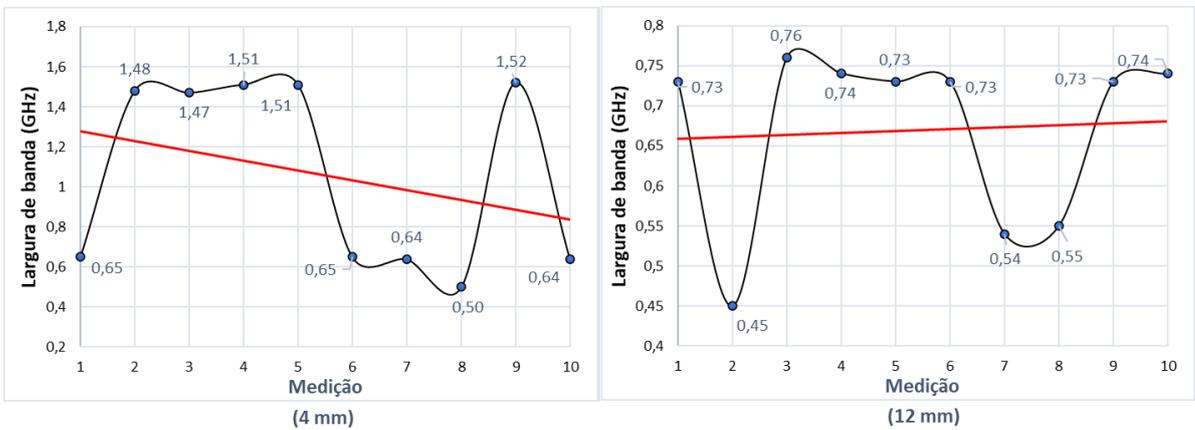


Figura 4.24: Dispersão das medições das FSS em cascata para o ângulo  $60^\circ$  [Autoria Própria]

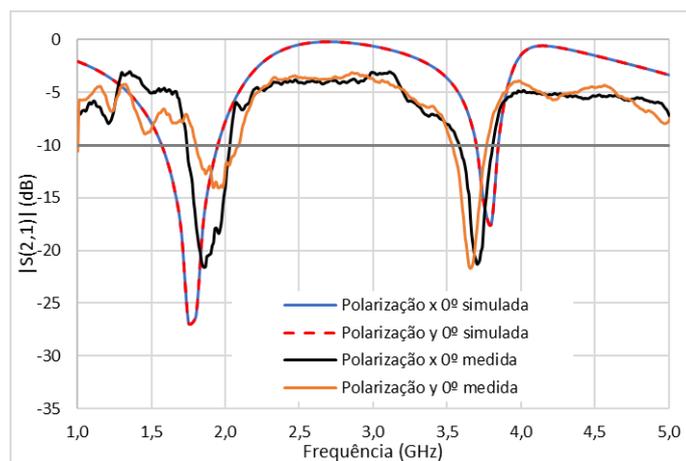


Figura 4.25: Comparação de respostas de frequência experimentais e numéricas para FSS com geometria matryoska (rejeita-faixa) [Autoria Própria]

São mostrados na Tabela 4.12 os valores das frequências de ressonância das FSSs medidas e simuladas, assim como o erro relativo apresentado na resposta em frequência

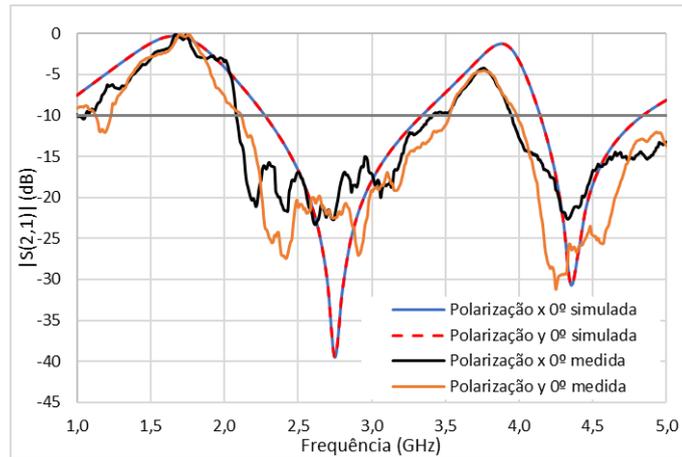


Figura 4.26: Comparação de respostas de frequência experimentais e numéricas para FSS com negativo da geometria matrioska (passa-faixa) [Autoria Própria]

para as polarizações  $x$  e  $y$ , deixando apresentados os resultados de forma organizada para análise e comparação.

Tabela 4.12: Frequências de ressonância das FSSs individuais e erro relativo

Tipo da FSS e frequência de ressonância	Simulado	Medido	Erro relativo
1ª freq. de ressonância da FSS rejeita faixa na pol. $x$	1,75 GHz	1,80 GHz	2,78
2ª freq. de ressonância da FSS rejeita faixa na pol. $x$	3,80 GHz	3,70 GHz	2,7
1ª freq. de ressonância da FSS rejeita faixa na pol. $y$	1,75 GHz	1,80 GHz	2,78
2ª freq. de ressonância da FSS rejeita faixa na pol. $y$	3,80 GHz	3,66 GHz	3,83
1ª freq. de ressonância da FSS passa faixa na pol. $x$	1,75 GHz	1,75 GHz	0,0
2ª freq. de ressonância da FSS passa faixa na pol. $x$	3,80 GHz	3,78 GHz	0,53
1ª freq. de ressonância da FSS passa faixa na pol. $y$	1,75 GHz	1,77 GHz	1,13
2ª freq. de ressonância da FSS passa faixa na pol. $y$	3,80 GHz	3,75 GHz	1,33

Os resultados obtidos a partir das medições se aproximaram dos resultados fornecidos pela simulação, ao ponto em que as respostas em frequência nas faixas em torno das frequências de ressonância 1,75 GHz e 3,8 GHz se comportaram como respostas de um filtro rejeita-faixa na FSS de geometria matrioska e como respostas de um filtro passa-faixa na FSS com negativo da geometria matrioska. Pode-se perceber na res-

posta em frequência da FSS com geometria matrioska que há um deslocamento entre as frequências de ressonância simuladas e medidas, com as medições apresentando a primeira frequência de ressonância em 1,80 GHz para ambas as polarizações e a segunda ressonância em 3,7 GHz e 3,66 GHz, respectivamente para as polarizações  $x$  e  $y$ .

As respostas em frequência da FSS com geometria negativo da matrioska apresentaram frequências de ressonância com os menores erros relativos, como apresentados na Tabela 4.12. Comparando as frequências de ressonância a partir dos resultados medidos com a observadas a partir dos resultados simulados, observa-se que a maior discrepância foi da segunda frequência de ressonância na polarização  $y$ , para a qual a frequência de 3,75 GHz foi deslocada em 0,05 GHz em relação à frequência 3,80 GHz observada a partir da simulação. Todos os erros relativos calculados das frequências de ressonância da FSS passa faixa foram menores de 1,5, mostrando uma boa concordância entre os resultados medidos e simulados.

Analisando as respostas em frequência das FSSs individuais, é possível ver que a resposta em frequência da FSS em cascata ao sinal transmitido possui a contribuição das frequências de ressonância da geometria matrioska e do seu negativo, gerando assim uma larga faixa de frequência que varia de 2 GHz a 3,2 GHz.

Para comparar os valores numéricos e experimentais das respostas em frequência das FSSs em cascata, demonstrados anteriormente nas Figuras 4.9, 4.12 e 4.14, foram gerados gráficos para cada espaçamento entre as FSSs, conforme resultados apresentados nas Figuras 4.27, 4.28, 4.29, 4.30 e 4.31.

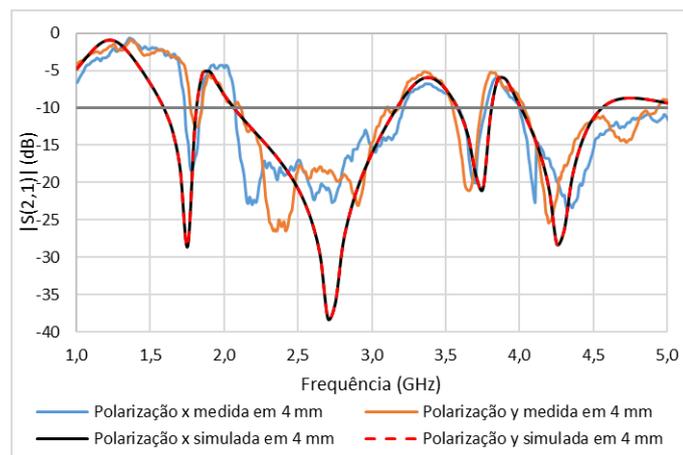


Figura 4.27: Comparação de respostas de frequência experimentais e numéricas para FSS em cascata com espaçamento de 4 mm [Autoria Própria]

São mostrados na Tabela 4.13 os valores medidos e simulados das larguras de banda da FSS em cascata, assim como o erro relativo na resposta em frequência, para as polarizações  $x$  e  $y$ , deixando apresentados os resultados de forma organizada para

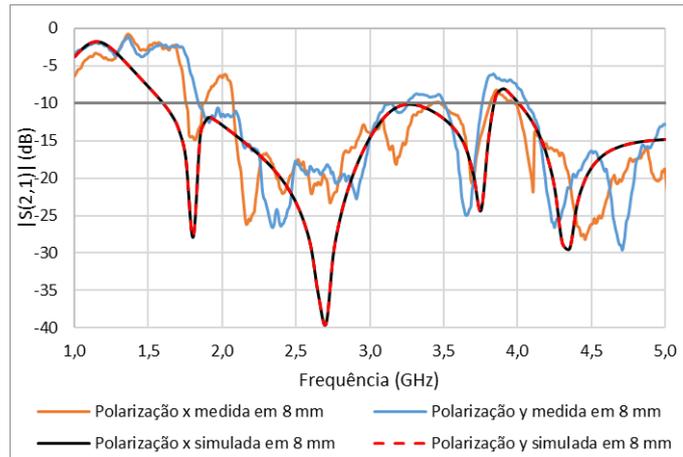


Figura 4.28: Comparação de respostas de frequência experimentais e numéricas para FSS em cascata com espaçamento de 8 mm [Autoria Própria]

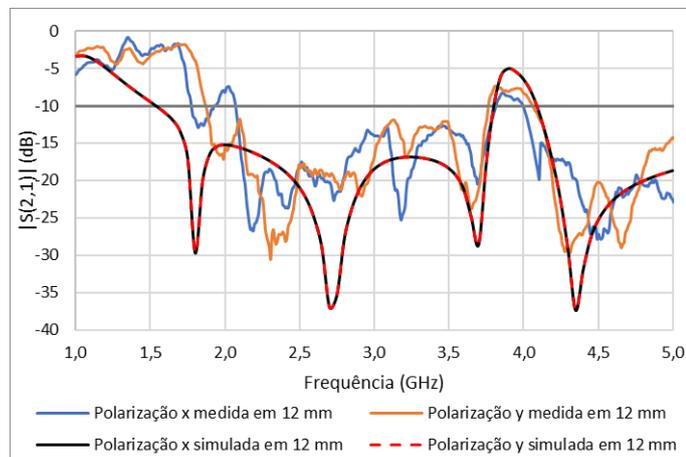


Figura 4.29: Comparação de respostas de frequência experimentais e numéricas para FSS em cascata com espaçamento de 12 mm [Autoria Própria]

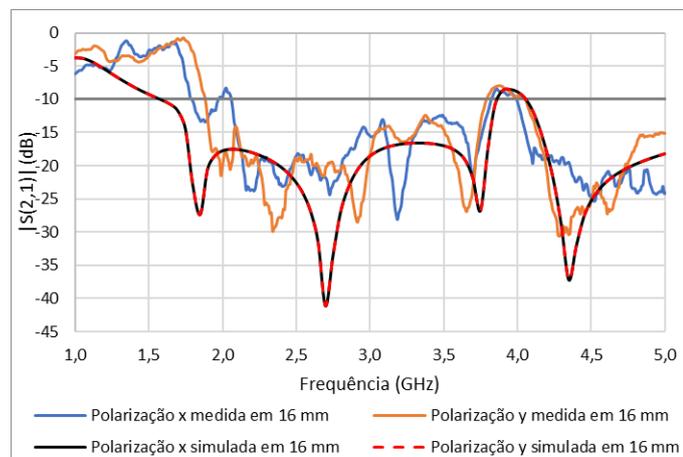


Figura 4.30: Comparação de respostas de frequência experimentais e numéricas para FSS em cascata com espaçamento de 16 mm [Autoria Própria]

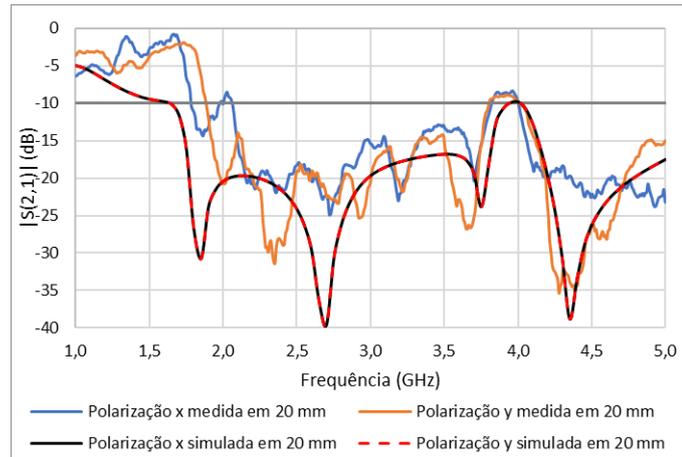


Figura 4.31: Comparação de respostas de frequência experimentais e numéricas para FSS em cascata com espaçamento de 20 mm [Autoria Própria]

análise e comparação.

Tabela 4.13: Larguras de banda da FSS em cascata e erro relativo

Polarização e espaçamento	Simulado (GHz)	Medido (GHz)	Erro relativo
Polarização $x$ em 4 mm	2,15 - 3,15	2,07 - 3,20	3,86 - 1,56
Polarização $y$ em 4 mm	2,15 - 3,15	2,09 - 3,19	2,87 - 1,25
Polarização $x$ em 8 mm	1,70 - 3,30	2,07 - 3,47	17,87 - 4,90
Polarização $y$ em 8 mm	1,70 - 3,30	1,86 - 3,19	8,60 - 3,45
Polarização $x$ em 12 mm	1,70 - 3,80	2,07 - 3,82	17,87 - 0,52
Polarização $y$ em 12 mm	1,70 - 3,80	1,80 - 3,80	5,56 - 0,00
Polarização $x$ em 16 mm	1,70 - 3,85	2,07 - 3,81	17,87 - 1,05
Polarização $y$ em 16 mm	1,70 - 3,85	1,80 - 3,80	5,56 - 1,32
Polarização $x$ em 20 mm	1,70 - 3,90	2,07 - 3,81	17,87 - 2,36
Polarização $y$ em 20 mm	1,70 - 3,90	1,81 - 3,81	6,08 - 2,36

Como esperado, apesar das respostas em frequência experimentais serem similares às simuladas, os valores das respostas em frequência medidas não apresentam um decaimento tão acentuado quanto os valores simulados, com picos de atenuação em 3 GHz próximos de -10 dB. Pode-se perceber que houve uma largura de banda entre 2 GHz a 3,2 GHz para os gráficos correspondentes aos espaçamentos 2 mm e 8 mm, enquanto que para os gráficos correspondentes a 12 mm, 16 mm e 20 mm a largura de banda obtida foi de 2 GHz entre 1,78 GHz e 3,82 GHz para ambas as polarizações.

Focando a análise na Figura 4.27, pode-se afirmar que a partir de 2,15 GHz as larguras de banda em -10 dB se alinham para os resultados medidos e simulados. Foi possível obter uma largura de faixa de 1,2 GHz entre 2 GHz e 3,2 GHz com menos de 5

mm de espaçamento entre as camadas. Apesar da resposta em frequência não alcançar o pico de intensidade de -40 dB na frequência de 2,70 GHz observado na simulação, os valores da resposta em frequência neste intervalo se mantiveram por volta de -20 dB por mais da metade da faixa de frequências.

Observando a Figura 4.28, pode-se notar uma largura de banda entre os pontos de queda de -10 dB de 2,07 GHz a 3,47 GHz para a polarização  $x$ . Comparando com o espaçamento de 4 mm na mesma polarização, a Figura 4.27 apresenta uma largura de banda de 2,07 GHz a 3,20 GHz e pode-se notar que com o aumento do espaçamento para 8 mm, a frequência de 3,20 GHz deixou de limitar a largura de banda, com o valor de  $|S(2, 1)|$  ficando abaixo de -10 dB até 3,47 GHz.

Para a resposta em frequência na polarização  $y$ , a largura de banda da FSS em cascata com 8 mm de espaçamento e polarização  $y$  passou a ser entre 1,86 GHz a 3,19 GHz, como mostrada na Tabela 4.13. Comparando aos resultados para o espaçamento 4 mm e a largura de banda de 2,09 GHz a 3,19 GHz na polarização  $y$ , nota-se que a atenuação de  $|S(2, 1)|$  na frequência de 2,09 GHz, que antes era acima de -10 dB, passou a ficar abaixo deste limite, tendo um acréscimo na largura de banda para os espaçamentos de 8 mm na polarização  $y$  também.

Na Figura 4.29 é observada uma mudança mais nítida na largura de banda, com a faixa de frequência de 1,8 GHz a 3,8 GHz visível na polarização  $y$  e de 2,0 GHz a 3,8 GHz para a polarização  $x$ . Assim como o resultado da Figura 4.28, nota-se um deslocamento no valor de  $|S(2, 1)|$  por volta de -5 dB em certas frequências entre os espaçamentos de 8 mm e 12 mm e isso tornou possível a UWB de 2 GHz. Comparado aos resultados simulados, era esperado que a largura de banda fosse ainda maior, começando em 1,6 GHz. Tal deslocamento é justificado pela análise das respostas em frequência das FSS de única camada, nas quais as primeiras frequências de ressonância tiveram um deslocamento para a direita.

Para as Figuras 4.30 e 4.31, não houve nenhum novo deslocamento de -5 dB, sendo possível que as mudanças nas respostas de frequência tenham saturado por volta dos 12 mm, visto que não houve mudança na largura de faixa abaixo de -10 dB. Essa saturação não parece acontecer na simulação, onde as respostas em frequência continuam a perder dB a cada novo espaçamento, com a variação ocorrendo ao redor da frequência de 1,5 GHz, o que já foi notado ter sido deslocado devido ao comportamento rejeita-faixa da FSS.

A comparação das respostas em frequência simuladas com as medidas permite confirmar que os valores obtidos a partir das respostas em frequência medidas podem ser considerados simétricos, pela similaridade entre as polarizações  $x$  e  $y$ , e estão de acordo com as respostas em frequência simuladas.

## 4.4 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo foram apresentadas análises e comparações dos resultados numéricos e experimentais das FSS, tanto individuais como em cascata.

Os resultados numéricos foram obtidos a partir das expressões e parâmetros descritos nos Capítulos 2 e 3 e com auxílio do software comercial ANSYS Designer para simular as FSSs, tanto individuais quanto em cascata.

Foram realizadas mais de 200 medições para obter os resultados experimentais, incluindo as medições das FSSs individuais, cascata e da configuração de medição sem FSSs para ser usada como referência. A variação do espaçamento entre as FSSs em cascata foi feita utilizando lâminas de acrílico de diferentes espessuras, permitindo variar o espaçamento entre as FSSs da configuração em cascata de 2 mm a 20 mm com precisão entre as camadas.

Como mencionado no Capítulo 3, a câmara anecoica para a diminuição de interferências do ambiente é ideal para uma configuração experimental, mas resultados semelhantes podem ser obtidos utilizando paredes absorvedoras ou utilizando uma medição de referência para normalizar o sinal e assim reduzir influências externas, como reflexões e difrações do sinal que ocorrem no ambiente.

Com a utilização das configurações experimentais citadas nesta tese, os resultados medidos obtidos apresentaram concordância aceitável (dentro de limiares de discrepância aceitáveis) com os simulados, assim como confirmou a simetria da estrutura utilizada.

No próximo capítulo são apresentadas as considerações feitas a partir da análise das FSSs, assim como possíveis sugestões de trabalhos futuros para a continuação nesta linha de estudo.

# Capítulo 5

## Conclusões

Nesta tese é proposta uma FSS em cascata com duas camadas, uma com geometria matrioska e outra com geometria negativo da matrioska. Assim é possível obter uma largura de banda operacional de 2 GHz na faixa de 1,8 GHz a 3,8 GHz, com um espaçamento de no mínimo 12 mm entre as camadas, e uma largura de banda de 1,2 GHz na faixa de 2 GHz a 3,2 GHz com um espaçamento de 4 mm entre as camadas. Isso permite uma largura de banda que inclui frequências WLAN de 2,4 GHz e 3,65 GHz, além de frequências do canal de 2 GHz.

Foi também investigado pela primeira vez o uso de FSS com geometria matrioska em cascata. A FSS em cascata proposta foi avaliada por meio de resultados simulados e medidos. É mostrado que a geometria matrioska, quando usada em cascata com seu negativo, tem vantagens em comparação com outros projetos quando é desejado minimização de espaçamento entre as camadas, assim como a aplicação em larguras de banda na faixa de frequência de 2 GHz a 3,5 GHz, que inclui canais WLAN. A caracterização das frequências de ressonância e como a FSS de geometria matrioska se comportou como um filtro passa-faixa, enquanto seu negativo se comportou como um rejeita-faixa, também foi analisada. Suas diferentes respostas em frequência e, quão complementares elas são, permitiram obter uma largura de banda maior com uma FSS em cascata de duas camadas, em comparação com trabalhos anteriores que utilizaram a geometria matrioska em seus projetos, o que representa uma inovação do uso da geometria e abertura um leque de possibilidades para futuros projetos.

É avaliada a caracterização das FSSs com geometrias matrioska e negativo da geometria matrioska e então as duas FSSs em cascata com diferentes espaçamentos entre elas. São caracterizadas duas FSSs com  $8 \times 8$  células quadradas com área de  $24 \text{ mm}^2$  cada e são analisados seus resultados numéricos de acordo com as expressões matemáticas relacionadas às geometrias. A geometria matrioska em cascata mostrou fornecer um bom acoplamento entre as duas camadas, com as frequências de ressonância se

complementando e tornando possível uma largura de banda maior que a obtida com as camadas únicas. Diferentes espaçamentos da FSS em cascata foram caracterizados. As respostas em frequência simuladas para cada espaçamento seguiram um padrão e a largura de banda atingiu 2 GHz quando o espaçamento foi de 12 mm ou mais.

Foram analisados os resultados para diferentes polarizações das antenas, assim como diferentes ângulos horizontais  $\phi$  de inclinação do plano vertical da FSS, em relação ao vetor unitário diretor do plano de abertura da antena transmissora. O projeto mostra a estabilidade da geometria matrioska e como ela se mantém mesmo em uma FSS em cascata. Ao manter a largura de banda mesmo com ângulo de inclinação maior que  $40^\circ$ , a geometria demonstra ser apropriada para ser usada em aplicações que demandam resistir a mudanças de direção e polarização do sinal incidente.

O projeto e fabricação das FSSs em cascata permite a análise de medições experimentais e dos efeitos de possíveis obstáculos ou dificuldades encontradas no processo de fabricação e medição de uma FSS de dupla camada. A estrutura estudada tem a vantagem de ser de fácil fabricação, com corrosão de placas de cobre e substrato com espaçamento ajustado com a utilização de lâminas de acrílico. O uso do acrílico é restrito apenas às bordas da FSS, onde as camadas são fixadas, mantendo ainda o substrato entre as camadas de FSS sendo o ar. O maior desafio das medições experimentais é o alinhamento entre as camadas de FSS. É preciso que elas estejam o mais alinhadas possível para que suas geometrias funcionem de forma complementar.

Na caracterização experimental são mostradas as semelhanças e diferenças das FSSs individuais e sua influência na FSS em cascata, com a comparação das frequências de ressonância e larguras de banda por meio de resultados experimentais e numéricos. É mostrado que as frequências de ressonância das camadas individuais geram os deslocamentos e picos de afundamento na resposta em frequência da FSS em cascata, o mais visível sendo o deslocamento da primeira frequência de ressonância da FSS rejeita-faixa, que por ter sido deslocada desde seu modelo individual, foi possível ver o motivo da FSS em cascata possuir o mesmo deslocamento de 200 MHz na faixa de 1,6 GHz.

O maior desafio das medições experimentais é o alinhamento entre as camadas de FSS. Precisa ser o mais perfeito possível para que as geometrias funcionem de forma complementar. Quando há sobreposição das superfícies metálicas devido ao desalinhamento, os resultados experimentais apresentam discrepâncias em relação aos resultados simulados. Mesmo com esses problemas, a largura de banda desejada foi alcançada. A caracterização experimental mostrou as semelhanças e diferenças de camadas individuais de FSSs e sua influência nos deslocamentos e picos da resposta em frequência da FSS em cascata.

Resultados numéricos e experimentais demonstraram a efetividade da complemen-

tação entre as camadas para adquirir uma largura de banda de 2 GHz no intervalo de 1,8 GHz a 3,8 GHz. Em comparação com outras técnicas de projeto de FSS propostas na literatura, que utilizaram FSS em cascata, a configuração em cascata proposta nesta tese fornece uma UWB obtida com menor espaçamento entre as FSSs e menor número de camadas, minimizando assim o volume total da estrutura e facilitando a sua manufatura, tarefas possíveis devido ao uso da geometria matryoska pela primeira vez para formar uma FSS em cascata.

Finalmente, a análise de FSS em cascata foi realizada e confirmou que é possível usar duas FSS de célula unitária simples e compactas de  $24 \text{ mm}^2$  com espaçamento de  $12 \text{ mm}$  para fornecer tanto uma largura de banda de 2 GHz na faixa de 1,78 GHz a 3,82 GHz, quanto uma mais estreita como 1,2 GHz na faixa de 2 GHz a 3,2 GHz.

## 5.1 Produção Científica

Ianes Coutinho, Francisco Madeiro and Wamberto Queiroz. *Cascaded frequency selective surfaces with matryoshka geometry for ultra-wideband bandwidth*. *Applied Sciences*, 14(19), 2024. <https://doi.org/10.3390/app14198603>

## 5.2 Trabalhos Futuros

Para continuidade do trabalho propõe-se:

- Investigar a utilização de melhores modelos mecânicos para construir uma RFSS em que a variação da largura de banda entre 1,2 GHz e 2,0 GHz seja feita de forma mais fácil. A estrutura estudada nesta tese necessita do acréscimo ou retirada de placas de acrílico para a mudança de espaçamento entre as placas de FSS, logo, a criação de um modelo aprimorado que permita uma mudança do espaçamento de 4 mm a 12 mm com menor esforço, como um apertar de chave ou válvula, é sugerido para trabalhos futuros;
- Investigar o efeito de componentes ativos inseridos na estrutura da FSS, como indutores ou varactores, que possam ser usados na FSS em cascata para otimizar a estrutura e abrir o leque de aplicações. A geometria atual possui espaçamentos e aberturas de 1 mm capazes de encaixar componentes eletrônicos como indutores e diodos. Essa inserção já foi discutida em dissertações passadas e foi mostrado ser viável, permitindo variar a resposta em frequência apenas modificando a tensão alimentada em tais componentes;

- Investigar a associação da FSS baseada em geometria matrioska com novas geometrias e estruturas, como a associação com cruz de Jerusalém, geometria matrioska retangular ou fractais que encaixem dentro dos anéis internos ou ao redor dos anéis externos. A geometria matrioska pode ser associada a dipolos cruzados sem acoplamento de sinal entre as geometrias, tornando assim trabalhos futuros possíveis e novas possibilidades com geometrias semelhantes;
- Investigar uso de maior número de FSSs em cascata e seu comportamento com outras variações da geometria matrioska e negativo da geometria matrioska. Foram estudadas diferentes associações entre camadas repetindo-se a geometria matrioska ou o negativo em ambas as camadas, porém não foi analisado o seu uso com mais de duas camadas. Essa possibilidade é aberta para ampliar a faixa operacional da estrutura;
- Investigar a utilização da geometria matrioska em microfitas com antenas e paredes inteligentes, utilizando diferentes materiais e substratos para expandir as aplicações da estrutura e geometria. Foram simulados apenas resultados utilizando materiais facilmente disponíveis como FR-4 ou Roger RO3003 para a fabricação do modelo, porém a utilização de metamateriais ou substratos podem aprimorar a resposta em frequência.

# Referências Bibliográficas

- [1] A. Mackay and B. S. Izquierdo. Evolution of frequency selective surfaces. *Forum for Electromagnetic Research Methods and Application Technologies (FERMAT)*, 2014.
- [2] G. H. H. Sung, K. W. Sowerby, and A. G. Williamson. The impact of frequency selective surfaces applied to standard wall construction materials. In *IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, 2004.*, volume 2, pages 2187–2190, 2004.
- [3] G. Xu, S. V. Hum, and G. V. Eleftheriades. Systematic design of single-layer multi-stop-band frequency selective surfaces. In *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, pages 261–262, 2017.
- [4] S. A. Nauroze, X. He, and M. M. Tentzeris. Fully additively manufactured tunable active frequency selective surfaces with integrated on-package solar cells for smart packaging applications. In *2019 IEEE 69th Electronic Components and Technology Conference (ECTC)*, pages 119–125, 2019.
- [5] F. Costa and A. Monorchio. A frequency selective radome with wideband absorbing properties. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 60(6):2740–2747, 2012.
- [6] Y. Liu, K. Li, Y. Jia, Y. Hao, S. X. Gong, and Y. Guo. Wideband RCS reduction of a slot array antenna using polarization conversion metasurfaces. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 64:1–1, 2015.
- [7] S. Habib, G. Kiani, and M. F. Butt. A convoluted frequency selective surface for wideband communication applications. *IEEE Access*, PP:1–1, 2019.
- [8] R. Panwar, S. Puthucheri, D. Singh, and V. Agarwala. Design of ferrite-graphene based thin broadband radar wave absorber for stealth application. *IEEE Transactions on Magnetics*, 51, 2015.

- [9] J. Fang, H. Li, Q. Cao, and Y. Wang. Study of an optically controlled active frequency selective surface. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 17(9):1707–1711, 2018.
- [10] A. Lazaro, A. Ramos, D. Girbau, and R. Villarino. A novel UWB RFID tag using active frequency selective surface. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 61(3):1155–1165, 2013.
- [11] S. K. Sharma, D. Zhou, A. Luttgen, and C. D. Sarris. A micro copper mesh-based optically transparent triple-band frequency selective surface. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 18(1):202–206, 2019.
- [12] X. Wang. Uncooled CMOS integrated triple-band terahertz thermal detector comprising of metamaterial absorber and PTAT sensor. *IEEE Access*, 8:114501–114508, 2020.
- [13] M. A. Tarasov, A. A. Gunbina, S. Mahashabde, R. A. Yusupov, A. M. Chekushkin, D. V. Nagirnaya, V. S. Edelman, G. V. Yakopov, and V. F. Vdovin. Arrays of annular antennas with SINIS bolometers. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 30(3):1–6, 2020.
- [14] B. Bai, X. Li, J. Xu, and Y. Liu. Reflections of electromagnetic waves obliquely incident on a multilayer stealth structure with plasma and radar absorbing material. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 43(8):2588–2597, 2015.
- [15] R. Panwar, S. Puthucheri, V. Agarwala, and D. Singh. An efficient use of waste material for development of cost-effective broadband radar wave absorber. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 29(9):1238–1255, 2015.
- [16] V. Mishra, S. Puthucheri, and D. Singh. Development of analytical approach to fabricate composites for microwave absorption. *IEEE Transactions on Magnetics*, 53(8):1–10, 2017.
- [17] B. A. Munk. *Frequency selective surfaces - Theory and design*, New York. Wiley-Interscience, New York, NY, USA, 2000.
- [18] R. Panwar, S. Puthucheri, V. Agarwala, and D. Singh. Fractal frequency-selective surface embedded thin broadband microwave absorber coatings using heterogeneous composites. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 63(8):2438–2448, 2015.

- [19] Y. Boussaadia, M. Tellache, F. Amrani, I. Messaoudene, and R. Rebbah. An improvement on the radiation characteristics of broadband patch antenna by integration of FSS reflector. In *2022 Workshop on Microwave Theory and Techniques in Wireless Communications (MTTW)*, pages 81–85, 2022.
- [20] R. L. Fante and M. T. McCormack. Reflection properties of the Salisbury screen. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 36(10):1443–1454, 1988.
- [21] M. R. Chaharmir and J. Shaker. Design of a multilayer X-/Ka-band frequency-selective surface-backed reflectarray for satellite applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 63(4):1255–1262, 2015.
- [22] Q. Guo, F. Tang, and N. Kato. Resource allocation for aerial assisted digital twin edge mobile network. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 41(10):3070–3079, 2023.
- [23] S. Gong, X. Lu, D. T. Hoang, D. Niyato, L. Shu, D. i. Kim, and Y. C. Liang. Toward smart wireless communications via intelligent reflecting surfaces: A contemporary survey. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 22(4):2283–2314, 2020.
- [24] B. Zheng, C. You, W. Mei, and R. Zhang. A survey on channel estimation and practical passive beamforming design for intelligent reflecting surface aided wireless communications, 2022.
- [25] N. Qasem and R. Seager. Indoor band pass frequency selective wall paper equivalent circuit & ways to enhance wireless signal. In *2011 Loughborough Antennas & Propagation Conference*, pages 1–4, 2011.
- [26] J. J. Peng, S. W. Qu, M. Xia, and S. Yang. Conformal phased array antenna for unmanned aerial vehicle with  $\pm 70^\circ$  scanning range. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 69(8):4580–4587, 2021.
- [27] S. H. Wen, S. W. Lin, and H. Y. Chen. Design of a slot antenna for 5G mid-band applications and UAV detectors used in airports. In *2019 Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC)*, pages 1–2, 2019.
- [28] M. Karahan, E. Aksoy, and Y. Yavuz. A frequency selective surface design to reduce the interference effect on satellite communication. In *2017 8th International Conference on Recent Advances in Space Technologies (RAST)*, pages 221–223, 2017.

- [29] H. Guo and J. Liu. UAV-enhanced intelligent offloading for internet of things at the edge. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 16(4):2737–2746, 2020.
- [30] R. Anwar, L. Mao, and H. Ning. Frequency selective surfaces: A review. *Applied Sciences*, 8(9), 2018.
- [31] K. Katoch, N. Jaglan, and S. Gupta. A review on frequency selective surfaces and its applications. In *2019 International Conference on Signal Processing and Communication (ICSC)*, pages 75–81, 2019.
- [32] A. Kapoor, R. Mishra, and P. Kumar. Frequency selective surfaces as spatial filters: Fundamentals, analysis and applications. *Alexandria Engineering Journal*, 61(6):4263–4293, 2022.
- [33] P. Bajaj, D. Kundu, and D. Singh. Frequency selective surface-based electromagnetic absorbers: Trends and perspectives. *Wireless Personal Communications*, 131(3):1881–1912, 2023.
- [34] A. Suri and K. Jha. Active frequency selective surfaces: a systematic review for sub-6 GHz band. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, pages 1–15, 2023.
- [35] H. Tahseen, L. Yang, and X. Zhou. Design of FSS antenna radome system for airborne and ground applications. *IET Communications*, 15, 2021.
- [36] W. Liao, W. Zhang, Y. Hou, S. Chen, C. Y. Kuo, and M. Chou. An FSS-integrated low-RCS radome design. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 18(10):2076–2080, 2019.
- [37] S. Jyosna, L. N. Rao, and C. G. Krishna. Design of frequency selective sub reflector. In *2021 6th International Conference on Inventive Computation Technologies (ICICT)*, pages 384–389, 2021.
- [38] M. Palvig and M. Zhou. Design of a modulated FSS subreflector for a dual-reflector system. In *2021 15th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pages 1–5, 2021.
- [39] S. Habib, G. Kiani, and M. U. Butt. Interference mitigation and WLAN efficiency in modern buildings using energy saving techniques and FSS. In *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, pages 965–966, 2016.

- [40] H. Chen, H. Chen, X. Xiu, Q. Xue, and W. Che. Transparent FSS on glass window for signal selection of 5G millimeter-wave communication. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 20(12):2319–2323, 2021.
- [41] A. Dewani, S. O’Keefe, D. Thiel, and A. Galehdar. Window RF shielding film using printed FSS. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 66(2):790–796, 2018.
- [42] M. Pazokian, N. Komjani, and M. Karimipour. Broadband RCS reduction of microstrip antenna using coding frequency selective surface. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 17(8):1382–1385, 2018.
- [43] H. Baskey and M. Akhtar. Design of flexible hybrid nanocomposite structure based on frequency selective surface for wideband radar cross section reduction. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 65(6):2019–2029, 2017.
- [44] Y. Suo, H. Wang, and W. Li. C-band multi-beam planar lens antenna based on frequency selective surface. In *2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*, pages 727–728, 2019.
- [45] S. Pandey, R. Arya, and R. Mittra. Flat lens design using space-qualifiable multilayer frequency selective surfaces. In *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, pages 1643–1644, 2016.
- [46] M. Simruni and S. Jam. Design of high gain, wideband microstrip resonant cavity antenna using FSS superstrate with equivalent circuit model. *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, 112:152935, 2019.
- [47] N. Kushwaha and R. Kumar. Design of a wideband high gain antenna using FSS for circularly polarized applications. *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, 70(9):1156–1163, 2016.
- [48] R. Pandhare, J. Shah, A. Kothari, Yogesh Y. Solunke, Fateh Lal Lohar, and Dinesh Yadav. Ultra-wideband A-sandwich radome wall with multilayer FSS. In *2023 IEEE Microwaves, Antennas, and Propagation Conference (MAPCON)*, pages 1–6, 2023.
- [49] R. Li, F. He, S. Guo, and J. Jiang. Design and analysis of multilayer lossy FSS based broadband absorber. In *2021 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS)*, pages 1–3, 2021.

- [50] M. Guo, D. Sang, F. Yuan, T. Guo, Y. Zheng, Q. Chen, and Y. Fu. Broadband absorptive frequency-selective absorber based on multilayer resistive sheets using multilayer resonator. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 70(3):2009–2022, 2022.
- [51] L. Yunos, M. L. Jane, P. J. Murphy, and K. Zuber. Frequency selective surface on low emissivity windows as a means of improving telecommunication signal transmission: A review. *Journal of Building Engineering*, 70:106416, 2023.
- [52] A. A. Ibrahim, H. A. Mohamed, M. A. Abdelghany, and E. Tammam. Flexible and frequency reconfigurable CPW-fed monopole antenna with frequency selective surface for IoT applications. *scientific reports*, 13(1):8409, 2023.
- [53] M. Hussain, Md. A. Sufian, M. S. Alzaidi, S. I. Naqvi, N. Hussain, D. H. Elkamchouchi, M. F. A. Sree, and S. Y. A. Fatah. Bandwidth and gain enhancement of a CPW antenna using frequency selective surface for UWB applications. *Micromachines*, 14(3), 2023.
- [54] I. U. Din, M. Alibakhshikenari, B. S. Virdee, R. K. R. Jayanthi, S. Ullah, S. Khan, C. H. See, L. Golunski, and S. Koziel. Frequency-selective surface-based MIMO antenna array for 5G millimeter-wave applications. *Sensors*, 23(15), 2023.
- [55] J. Ren, Z. Wang, Y. X. Sun, R. Huang, and Y. Yin. Ku/Ka-band dual-frequency shared-aperture antenna array with high isolation using frequency selective surface. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 22(7):1736–1740, 2023.
- [56] S. Xi, K. Xu, S. Yang, X. Ren, and W. Wu. X-band frequency selective surface with low loss and angular stability. *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, 173:154990, 2024.
- [57] W. Y. Yong, A. Velkers, and A. A. Glazunov. Fully metallic frequency selective surface FSS circular polarizer based on cost-effective chemical etching manufacturing technique. *Electronics Letters*, 59(20):e12982, 2023.
- [58] C. Zhang, S. Liu, H. Ni, R. Tan, C. Liu, and L. Yan. An angle-stable ultra-wideband single-layer frequency selective surface absorber. *Electronics*, 12(18), 2023.
- [59] L. Chang, X. Yang, R. Liu, G. Xie, F. Wang, and J. Wang. FSS-Tag: High accuracy material identification system based on frequency selective surface tag. *Proc. ACM Interact. Mob. Wearable Ubiquitous Technol.*, 7(4), 2024.

- [60] C. Du, H. Chen, S. Wang, Y. Pang, T. Zhou, S. Xia, and D. Zhou. Dual-polarized angle-selective surface based on double-layer frequency selective surface. *Applied Physics Letters*, 124(11):111701, 2024.
- [61] M. Idrees, Y. He, S. Ullah, and S. W. Wong. A dual-band polarization-insensitive frequency selective surface for electromagnetic shielding applications. *Sensors*, 24(11), 2024.
- [62] R. Ahmad, M. Zhuldybina, X. Ropagnol, N. D. Trinh, C. Bois, J. Schneider, and F. Blanchard. Reconfigurable terahertz Moiré frequency selective surface based on additive manufacturing technology. *Applied Sciences*, 13(5), 2023.
- [63] Z. Li, X. Weng, X. Yi, K. Li, W. Duan, and M. Bi. Design and analysis of a complementary structure-based high selectivity tri-band frequency selective surface. *Scientific Reports*, 14(1):9415, 2024.
- [64] L. Xiao, Y. Cheng, Y. Liu, F. Jin, and Q. H. Liu. An inverse topological design method (ITDM) based on machine learning for frequency-selective-surface (FSS) structures. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 72(1):653–663, 2024.
- [65] H. Lv, L. Xiao, H. Hu, and Q. Liu. A spatial inverse design method (SIDM) based on machine learning for frequency-selective-surface (FSS) structures. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 72(3):2434–2444, 2024.
- [66] X. Chen, T. Liu, W. Zhang, D. Guo, and H. Zhu. Design of single-layer bandstop fractal frequency selective surface based on WLAN applications. *Microwave and Optical Technology Letters*, 66(1):e33880, 2024.
- [67] J. J. G. P. Neto, A. L. P. S. Campos, R. V. Lira, A. G. Neto, and M. W. B. Silva. Absorb/Transmit broadband type frequency selective surface. *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, 22(1):1–12, 2023.
- [68] F. C. G. da Silva Segundo, A. L. P. S. Campos, A. G. Neto, and M. de O. Alencar. Double layer frequency selective surface for ultra wide band applications with angular stability and polarization independence. *Journal of Microwaves, Opt. Electromagnetic Applications*, 2019.
- [69] F. C. G. da Silva Segundo, A. L. P. S. Campos, and A. Gomes Neto. A design proposal for ultrawide band frequency selective surface. *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, 12(2):398–409, 2013.

- [70] D. Wang, B. Cai, L. Yang, L. Wu, Y. Cheng, F. Chen, H. Luo, and X. Li. Transmission/reflection mode switchable ultra-broadband terahertz vanadium dioxide (VO<sub>2</sub>) metasurface filter for electromagnetic shielding application. *Surfaces and Interfaces*, 49:104403, 2024.
- [71] A. G. Neto, A. G. D'Assunção Junior, J. Costa e Silva, J. do Nascimento Cruz, J. B. de Oliveira Silva, and N. J. P. de Lyra Ramos. Multiband frequency selective surface with open matryoshka elements. In *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pages 1–5, 2015.
- [72] A. Gomes Neto, J. C. Silva, I. B. G. Coutinho, M. O. Alencar, I. F. Albuquerque, and B. L. G. Santos. Polarization independent triple-band frequency selective surface based on matryoshka geometry. In *2019 18th edition of the SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, 2019.
- [73] H. P. Almeida Ferreira. Matrioska: Uma proposta de geometria para FSS multibandas, 2014. Dissertação de Mestrado, Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba (IFPB) - Paraíba.
- [74] J. G. de Oliveira Mariano. Implementação de filtros planos baseados na geometria matrioska, 2017. Dissertação de Mestrado, Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba (IFPB) - Paraíba.
- [75] I. B. G. Coutinho. Desenvolvimento de superfícies seletivas em frequência associando as geometrias dipolo cruzado e matrioska, 2020. Dissertação de Mestrado, Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba (IFPB) - Paraíba.
- [76] M. de Oliveira Alencar. Desenvolvimento de FSS com resposta passa faixa baseada na geometria matrioska, 2020. Dissertação de Mestrado, Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba (IFPB) - Paraíba.
- [77] A. F. Neto. Filtros planos baseados na geometria matrioska com anéis retangulares e circulares, 2020. Dissertação de Mestrado, Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba (IFPB) - Paraíba.
- [78] L. M. de Sousa Duarte. Superfícies seletivas em frequência reconfiguráveis utilizando diodos PIN e indutores para RF associando as geometrias dipolo cruzado e matrioska, 2021. Dissertação de Mestrado, Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba (IFPB) - Paraíba.

- [79] T. R. de Sousa. Desenvolvimento de Superfície Seletiva em Frequência Baseada na Geometria Matrioska Independente da Polarização, 2019. Dissertação de Mestrado, Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba (IFPB) - Paraíba, PB, Brazil.
- [80] A. G. Neto, J. C. e Silva, I. B. G. Coutinho, S. S. C. Filho, D. A. Santos, and B. L. C. de Albuquerque. A defected ground structure based on matryoshka geometry. *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, 2022.
- [81] A. L. P. S. Campos. *Superfícies seletivas em frequência: Análise e projeto*. Editora do IFRN, Natal, RN, Brasil, 2008.
- [82] A. N. Silva. Caracterização de FSS com geometria em forma de U, 2014. Dissertação de Mestrado, Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba (IFPB) - Paraíba, PB, Brazil.
- [83] T. da S. Evangelista. Desenvolvimento de superfície seletiva em frequência reconfigurável baseada na geometria estrela de quatro braços para aplicação em 2,4 GHz, 2017. Dissertação de Mestrado, Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba (IFPB) - Paraíba, PB, Brazil.
- [84] A. L. P. S. Campos, E. E. C. Oliveira, and P. H. F. Silva. Design of miniaturized frequency selective surfaces using Minkowski island fractal. *Journal of Microwaves, Opt. Electromagnetic Applications*, 9:43–49, 2010.
- [85] B. Sanz-Izquierdo and E. A. Parker. Dual polarized reconfigurable frequency selective surfaces. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 62(2):764–771, 2014.
- [86] D. Ferreira, I. Cuiñas, R. F. S. Caldeirinha, and T. R. Fernandes. 3-D mechanically tunable square slot FSS. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65(1):242–250, 2017.
- [87] C. A. Balanis. *Antenna theory: Analysis and design*. Wiley-Interscience, New York, NY, USA, 2005.
- [88] PY4ZBZ. Polarização de ondas. <https://www.qsl.net/py4zbz/antenas/polarizacao.htm>, 2020. [Online; acessado em 10-Outubro-2022].
- [89] T. H. Brandão, H. R. D. Filgueiras, S. A. Cerqueira, J. F. Mologni, and A. Bogoni. FSS-based dual-band Cassegrain parabolic antenna for RadarCom applications.

In *2017 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, pages 1–4, 2017.

- [90] Z. Duan, G. Abomakhleb, and G. Lu. Perforated medium applied in frequency selective surfaces and curved antenna radome. *Applied Sciences*, 9:1081, 2019.
- [91] A. P. P. Rebelo M. Gustafsson, A. Karlsson and B. Widenberg. Design of frequency selective windows for improved indoor outdoor communication. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 54(6):1897–1900, 2006.
- [92] 123RF. Russian folk toy, matryoshka doll on white background. Online.
- [93] J. do N. Cruz. Caracterização de FSS com geometria matrioska aberta, 2015. Dissertação de Mestrado, Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba (IFPB) - Paraíba, PB, Brazil.
- [94] T. K. Wu. *Frequency selective surface and grid Array*. Jonh Wiley and Sons, New York, NY, USA, 1995.
- [95] J. A. Kong. *Electromagnetic wave theory*. EMW Publishing, Cambridge, MA, USA, 2008.
- [96] M. R. Davidoff. *Satellite experimenter’s handbook*. Amer Radio Relay League, 1990.
- [97] L. Subrt, P. Pechac, A. Vallecchi, L. Ford, R. Langley, and J. Rigelsford. Advanced modelling of intelligent walls for indoor smart environments, 2014. 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Hague, Netherlands, April 6–11, pp. 620–622.
- [98] A. A. Dewani, S. G. O’Keefe, D. V. Thiel, and A. Galehdar. Window RF shielding film using printed FSS. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 66(2):790–796, 2018.
- [99] M. Raspopoulos and S. Stavrou. Frequency selective buildings through frequency selective surfaces. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 59(8):2998–3005, 2011.
- [100] A. Fallahi, M. Mishrikey, C. Hafner, and R. Vahldieck. Efficient procedures for the optimization of frequency selective surfaces. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 56(5):1340–1349, 2008.
- [101] W. C. Gibson. *The method of moments in electromagnetics*. Chapman and Hall/CRC, 2014.

- [102] M. N. O. Sadiku. *Elementos de eletromagnetismo*. Bookman, 2012.
- [103] J. L. Volaskis, A. Chatterjee, and L. C. Kempel. *Finite element method for electromanetics, antennas, microwave circuits and scattering applications*. Wiley-IEEE Press, 1998.
- [104] P. Harms, R. Mittra, and Wai Ko. Implementation of the periodic boundary condition in the finite-difference time-domain algorithm for FSS structures. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 42(9):1317–1324, 1994.
- [105] M. Titaouli, A. G. Neto, and H. Baudrand. WCIP method applied to active frequency selective surfaces. *Journal of Microwaves, Opt. Electromagnetic Applications*, 6:1–16, 2007.
- [106] R. N. Simons. *Coplanar waveguide circuits, components and systems*. John Wiley and Sons, Inc, 2001.
- [107] Tec. Avago. RF and microwave AppCAD. Online: [www.hp.woodshot.com](http://www.hp.woodshot.com), 2020. 4.0.0.