



**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E
TECNOLOGIA DA PARAÍBA**
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



Dissertação de Mestrado

**CARACTERIZAÇÃO DE FSS COM GEOMETRIA
MATRIOSKA ABERTA**

Josiel do Nascimento Cruz
Mestrando

Alfrêdo Gomes Neto, Dr.
Orientador

Julho, 2015
João Pessoa / Paraíba



**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E
TECNOLOGIA DA PARAÍBA**
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



CARACTERIZAÇÃO DE FSS COM GEOMETRIA MATRIOSKA ABERTA

Josiel do Nascimento Cruz

Dissertação de Mestrado submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba, como requisito necessário à obtenção do grau de Mestre em Ciências no domínio da Engenharia Elétrica.

Alfrêdo Gomes Neto, Dr.
Orientador

João Pessoa – PB, julho de 2015

©Josiel do Nascimento Cruz – josielnc@yahoo.com.br

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
Biblioteca Nilo Peçanha – IFPB, *campus* João Pessoa

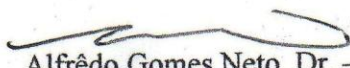
C957c	<p>Cruz, Josiel do Nascimento.</p> <p>Caracterização de FSS com geometria matrioska aberta/ Josiel do Nascimento Cruz. – 2015. 90 f. : il.</p> <p>Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba/Coordenação de Engenharia Elétrica, 2015. Orientação : Prof. D.r Alfrêdo Gomes Neto.</p> <p>1. Engenharia elétrica. 2. Telecomunicações. 3. FSS. 4. Geometria matrioska. 5. Microondas. I. Título.</p> <p>CDU 621.39(043)</p>
-------	--

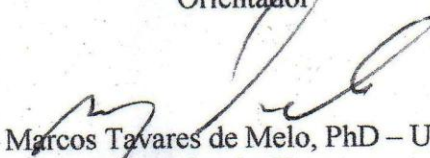
Josiel do Nascimento Cruz


CARACTERIZAÇÃO DE FSS COM GEOMETRIA MATRIOSKA ABERTA


Dissertação de Mestrado submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba, como requisito necessário à obtenção do grau de Mestre em Ciências no domínio da Engenharia Elétrica.

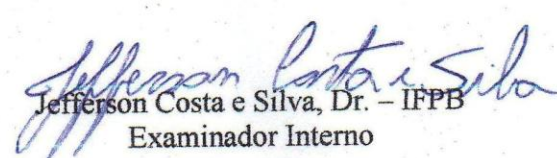
BANCA EXAMINADORA


Alfrêdo Gomes Neto, Dr. – IFPB
Orientador


Marcos Tavares de Melo, PhD – UFPE
Examinador Externo


Custódio José de Oliveira Peixeiro, PhD. – IST/Portugal
Examinador Externo


Adaildo Gomes D'Assunção Júnior, Dr. – IFPB
Examinador Interno


Jefferson Costa e Silva, Dr. – IFPB
Examinador Interno

João Pessoa – PB, julho de 2015.

©Josiel do Nascimento Cruz – josielnc@yahoo.com.br

“Se eu vi mais longe, foi por estar sobre ombros de gigantes.”

(Isaac Newton)

“Se dizem que é impossível, eu digo: é necessário.”

(Humberto Gessinger)

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus por ter me dado oportunidade e condições de chegar até aqui.

A minha amada esposa Tâmara, por todo apoio em todos os momentos, sempre me incentivando, agradeço por toda a paciência e compreensão que teve durante os momentos de estudo.

Aos meus pais, em especial a minha mãe Maria Lúcia, por ter sido um exemplo de luta e superação, enfrentando os mais difíceis obstáculos com muita determinação e coragem.

Um agradecimento especial ao professor Alfrêdo Gomes Neto, por toda orientação e ensinamentos, agradeço por tê-lo como orientador, aprendi nas suas orientações valores que vão além do escopo deste trabalho, ensinamentos que seguirem por toda a vida, um verdadeiro exemplo de ser humano.

Ao meu amigo Giancarlos pelo apoio, me ajudando inclusive na construção dos protótipos utilizados neste trabalho.

Ao professor Elder Eldervitch pelo incentivo e conselhos que me ajudaram a tomar decisões acertadas.

Aos professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba, pelo compromisso e dedicação dados ao Mestrado em Engenharia Elétrica.

Aos membros da banca, Marcos Tavares, Custódio Peixeiro, Adaildo Gomes Junior e Jefferson Costa por aceitarem analisar a pesquisa realizada.

Enfim, a todos os colegas do Mestrado pela convivência e troca de conhecimentos e a todos que de maneira direta ou indireta contribuíram com este trabalho.

Resumo

Nos últimos anos os avanços tecnológicos têm impulsionado as comunicações sem fio, com uma crescente oferta de serviços e aplicações, sendo um desafio para os engenheiros de telecomunicações. Com características que despertam interesse nos sistemas de comunicações, as superfícies seletivas em frequência, FSS, têm sido tema de várias pesquisas, especialmente por poder apresentar operação em múltiplas frequências e com dimensões reduzidas. As aplicações com FSS são diversas, pode-se destacar algumas, como em tampas de forno de micro-ondas, que é umas das mais tradicionais, ou mais recentemente, em bloqueadores de redes sem fio, etiquetas RFID sem chip, antenas inteligentes, entre outras aplicações. Buscando contribuir para o estudo das FSS, este trabalho dá continuidade ao estudo da geometria matrioska, com a análise da FSS com a geometria matrioska aberta. Essa geometria é inspirada nas famosas bonecas russas matrioskas e apresenta características que despertam interesse como, por exemplo, a possibilidade de obtenção de frequências de ressonâncias mais baixas, assim como múltiplas ressonâncias, sem comprometer a área limite da célula unitária. Neste trabalho foi realizada uma análise da estrutura matrioska aberta, a partir da distribuição da densidade de corrente elétrica, possibilitando um melhor entendimento do comportamento ressonante da estrutura. Foi também realizada uma análise da matrioska aberta, levando em consideração o seu comprimento efetivo e a posição da fenda. Para análise numérica da geometria matrioska aberta, o comportamento em frequência foi obtido pelo método dos momentos (MoM) utilizando o programa comercial Ansoft DesignerTM. A validação e análise experimental dos resultados foram conseguidas por meio da construção de protótipos e as medições foram realizadas no Laboratório de Medidas em Micro-ondas do GTEMA/IFPB. Foi obtida uma concordância muito boa entre os resultados numéricos e experimentais.

Palavras-chave: FSS, matrioska aberta, multibanda, miniaturização.

Abstract

In the last years, the technological advances have driven the wireless communications, with a growing supply of services and applications, and a challenge for telecommunications engineers. Due to their appealing features for communication systems, frequency selective surfaces, FSS, have been studied by many researchers, especially to be able to present operation on multiple frequencies and with reduced dimensions. Applications of FSS are diverse, one can highlight a few such as in oven microwave doors, which is one of the most traditional, or more recently, blockers of wireless networks, chipless RFID tags, smart antennas, and others. Trying to contribute to the study of FSS, this work continues the study of the matryoshka geometry, with the analysis of FSS with a matryoshka open geometry. This geometry is inspired by the famous Russian matryoshka dolls and has interesting characteristics such as, for example, the possibility of obtaining lower resonance frequencies as well as multiple resonances without compromising the boundary area of the unit cell. In this work the analysis of the open matryoshka structure, from the distribution of electric current density, enabling a better understanding of the behavior of the resonant structure. An analysis of the open matryoshka is also carried out, taking into account its effective length and the gap position. The frequency behavior of the matryoshka geometry is obtained using the method of moments (MoM) implemented in the software package Ansoft DesignerTM. The validation of proposed analysis and design procedure was achieved through the fabrication of prototypes and measurements made at the Measures Microwave Laboratory of the GTEMA / IFPB. A very good agreement has been obtained between numerical simulation and experimental results.

Keywords: FSS, Open matryoshka, multiband, miniaturization.

Sumário

Resumo.....	vi
Abstract.....	vii
Sumário.....	viii
Lista de Figuras.....	x
Lista de Tabelas.....	xiv
Lista de Siglas.....	xv
Lista de Símbolos.....	xvi
1. Introdução.....	18
2. Superfície Seletiva em Frequência.....	22
2.1. Classificações das FSS.....	23
2.1.1. Quanto ao preenchimento da célula unitária.....	24
2.1.2. Espessura do anteparo.....	25
2.1.3. Geometria da célula unitária.....	25
2.1.4. Excitação dos arranjos.....	28
2.2. Aplicações de FSS.....	29
2.2.1. Anteparo da porta do forno de micro-ondas.....	29
2.2.2. Refletores de antenas.....	29
2.2.3. Radomes.....	31
2.2.4. Células coletoras de energia solar.....	31
2.2.5. Aplicações em redes sem fio.....	31
2.2.6. Bloqueador de redes sem fio.....	32
2.2.7. Janelas eficientes.....	33
2.2.8. Etiquetas RFID sem chip.....	33
2.2.9. Antenas inteligentes.....	34
2.3. Técnicas de análises.....	34
2.4. Técnicas de medição.....	36
3. Geometria Matrioska Aberta.....	39
3.1. Introdução.....	39
3.2. Descrição da geometria da FSS matrioska aberta.....	39
3.3. Análise da resposta em frequência da FSS.....	43
4. Caracterização das FSS.....	50

4.1. Introdução.....	50
4.2. Efeito do Comprimento Efetivo na FSS com Geometria Matrioska Aberta.....	53
4.3. Efeito da Posição da Fenda na Geometria Matrioska Aberta.....	57
4.4. Caraterização Experimental das FSS com Geometria Matrioska Aberta.....	61
5. Conclusão.....	72
5.1. Considerações Finais.....	72
5.2. Trabalhos Futuros.....	73
Apêndices.....	74
Apêndice A – Fundamentos do método dos momentos.....	74
Introdução.....	74
Descrição do problema físico.....	74
Formulação do método dos momentos, MoM.....	76
Software de simulação comercial.....	78
Apêndice B – Guia de Onda Coplanar.....	80
Referências.....	82

Lista de Figuras

Fig. 1.1	– Alguns protocolos de comunicação e faixas não licenciadas do espectro de frequência [3].....	19
Fig. 1.2	– Exemplos de bonecas matrioska [15].....	20
Fig. 1.3	– Geometria da matrioska.....	20
Fig. 1.4	– Geometria da matrioska aberta.....	21
Fig. 2.1	– Geometria da FSS.....	22
Fig. 2.2	– Parâmetros que afetam a resposta em frequência da FSS.....	23
Fig. 2.3	– FSS com elementos do tipo: (a) abertura e (b) comportamento eletromagnético característico da estrutura.....	24
Fig. 2.4	– FSS com elementos do tipo: (a) <i>patch</i> condutor e (b) comportamento eletromagnético característico da estrutura.....	24
Fig. 2.5	– FSS com elementos do tipo matrioska aberta com quatro anéis.....	25
Fig. 2.6	– Grupo 1: n -pólos conectados pelo centro.....	26
Fig. 2.7	– Grupo 2: Espiras.....	26
Fig. 2.8	– Grupo 3: Interior sólido.....	26
Fig. 2.9	– Grupo 4: Combinações.....	27
Fig. 2.10	– Elementos fractais.....	27
Fig. 2.11	– Elementos estudados no GTEMA-IFPB. (a) Forma de U (b) Estrela de quatro braços (c) Matrioska.....	27
Fig. 2.12	– Arranjos periódicos: (a) caso passivo (b) caso ativo [7].....	28
Fig. 2.13	– Exemplos de FSS reconfiguráveis [28].....	29
Fig. 2.14	– FSS utilizada como anteparo do forno de micro-ondas [10].....	29
Fig. 2.15	– Antena refletora do tipo banda dupla (<i>dual band</i>).....	30
Fig. 2.16	– Antena refletora do tipo banda tripla (<i>tri-band</i>).....	30
Fig. 2.17	– Exemplos de uso de radomes FSS [33].....	31
Fig. 2.18	– Aplicação de FSS em WLAN.....	32
Fig. 2.19	– Papel de parede com FSS para bloquear o sinal de redes sem fio [37].....	32
Fig. 2.20	– Aplicação de FSS em janelas eficientes [38].....	33
Fig. 2.21	– Utilização de FSS em uma <i>tag</i> RFID semi-passiva [41].....	33
Fig. 2.22	– Sistema RFID com etiqueta sem <i>chip</i> inspirado em FSS [42].....	34
Fig. 2.23	– Circuito equivalente, <i>setup</i> medição [10].....	35

Fig. 2.24	– <i>Setup</i> de medição para FSS.....	36
Fig. 2.25	– <i>Setup</i> de medição utilizando lentes.....	37
Fig. 2.26	– <i>Setup</i> de medição de FSS com câmara anecóica [56].....	37
Fig. 3.1	– Célula unitária da FSS com duplo anel concêntrico e circuito equivalente LC.....	39
Fig. 3.2	– Célula unitária da matrioska e ilustração do circuito equivalente LC [13]....	40
Fig. 3.3	– Matrioska com dois anéis expandida.....	40
Fig. 3.4	– Comprimento efetivo para uma geometria matrioska.....	41
Fig. 3.5	– Ilustração de um guia de onda coplanar.....	42
Fig. 3.6	– Geometria básica da matrioska aberta.....	42
Fig. 3.7	– Resposta em frequência, $ S_{21} (\text{dB})$ x Frequência (GHz), para a FSS com dois anéis concêntricos quadrados, $L_{x1} = L_{y1} = 22 \text{ mm}$ e $L_{x2} = L_{y2} = 12 \text{ mm}$	44
Fig. 3.8	– Distribuição da densidade de corrente elétrica para FSS de anel concêntrico com dois anéis quadrados.....	44
Fig. 3.9	– Resposta em frequência, $ S_{21} (\text{dB})$ x Frequência (GHz), para a FSS matrioska com dois anéis, $L_{x1} = L_{y1} = 22 \text{ mm}$ e $L_{x2} = L_{y2} = 12 \text{ mm}$	45
Fig. 3.10	– Distribuição da densidade de corrente elétrica para FSS matrioska com dois anéis.....	46
Fig. 3.11	– Distribuição da densidade de corrente elétrica considerando o anel da matrioska expandido.....	46
Fig. 3.12	– Resposta em frequência, $ S_{21} (\text{dB})$ x Frequência (GHz), para a FSS matrioska aberta com dois anéis, $L_{x1} = L_{y1} = 22 \text{ mm}$ e $L_{x2} = L_{y2} = 12 \text{ mm}$	47
Fig. 3.13	– Distribuição da densidade de corrente elétrica para FSS matrioska aberta com dois anéis.....	47
Fig. 3.14	– Resposta em frequência para a polarização x – matrioska e matrioska aberta.....	48
Fig. 3.15	– Resposta em frequência para a polarização y – matrioska e matrioska aberta.....	48
Fig. 4.1	– Matrioska aberta com dois, três e quatro anéis.....	51
Fig. 4.2	– <i>Setup</i> de medição.....	52
Fig. 4.3	– Protótipos das FSS matrioska aberta confeccionadas.....	53

Fig. 4.4	– Respostas em frequência para as FSS com 2, 3 e 4 anéis, com fenda interna e polarização em x	54
Fig. 4.5	– Respostas em frequência até 6 GHz para as FSS com 2, 3 e 4 anéis, com fenda interna e polarização em x	55
Fig. 4.6	– Respostas em frequência para as FSS com 2, 3 e 4 anéis, com fenda interna e polarização em y	56
Fig. 4.7	– Respostas em frequência até 6 GHz para as FSS com 2, 3 e 4 anéis, com fenda interna e polarização em y	57
Fig. 4.8	– Respostas em frequência para FSS com 3 anéis e polarização em y	58
Fig. 4.9	– Respostas em frequência até 6 GHz para FSS com 3 anéis e polarização em y	59
Fig. 4.10	– Respostas em frequência para FSS com 4 anéis e polarização em y	60
Fig. 4.11	– Respostas em frequência até 6 GHz para FSS com 4 anéis e polarização em y	60
Fig. 4.12	– Resultados medidos e numéricos para resposta em frequência da FSS com 2 anéis (22 mm, 7 mm) da matrioska aberta com a fenda no anel interno....	62
Fig. 4.13	– Resultados medidos e numéricos para resposta em frequência da FSS com 2 anéis (22mm, 12 mm) da matrioska aberta com a fenda no anel interno....	63
Fig. 4.14	– Resultado medidos e numéricos para a resposta em frequência da FSS com 3 anéis para a matrioska aberta com a fenda no anel interno.....	64
Fig. 4.15	– Resultado medidos e numéricos para a resposta em frequência da FSS com 3 anéis para a matrioska aberta com a fenda no anel externo.....	65
Fig. 4.16	– Resultados medidos e numéricos para a resposta em frequência da FSS com 4 anéis matrioska aberta com a fenda no anel interno.....	66
Fig. 4.17	– Resultados medidos e numéricos para a resposta em frequência da FSS com 4 anéis matrioska aberta com a fenda no anel externo.....	67
Fig. 4.18	– Variação da frequência em função do comprimento efetivo com pol. em x ..	70
Fig. 4.19	– Variação da frequência em função do comprimento efetivo com pol. em y ..	70
Fig. 4.20	– Variação do comprimento de onda efetivo em função do comprimento efetivo com pol. em x	71
Fig. 4.21	– Variação do comprimento de onda efetivo em função do comprimento efetivo com pol. em x	71
Fig. A-1	– Cenário típico do problema.....	74

Fig. A-2	– Exemplo de malha utilizada no programa Ansoft Designer™	77
Fig. A-3	– Área de trabalho do Ansoft Designer™	79
Fig. B-1	– Guia de ondas coplanar ideal [67].....	80
Fig. B-2	– Distribuição dos campos elétricos e magnéticos em CPW para uma aproximação quase-estática [65].....	81
Fig. B-3	Guia de ondas coplanar para, $\epsilon_{r2} = 1$ e $h3 = h4 = \infty$ [66].....	82

Lista de Tabelas

Tabela 1:	Dimensões básicas para as FSS construídas.....	51
Tabela 2:	Resultados obtidos considerando a primeira frequência de cada FSS - polarização em x	68
Tabela 3:	Resultados obtidos considerando a primeira frequência de cada FSS - polarização em y	69

Lista de Siglas

CPW	<i>Coplanar Waveguide</i> (Guia de ondas coplanar)
ERB	Estação rádio base
FDTD	<i>Finite Difference Time Domain</i> (Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo)
FEM	<i>Finite-Element Method</i> (Método dos Elementos Finitos)
FSS	<i>Frequency Selective Surfaces</i> (Superfície Seletiva em Frequência)
GTEMA	Grupo de Telecomunicações e Eletromagnetismo Aplicado
MoM	<i>Method of Moments</i> (Método dos momentos)
RFID	Radio Frequency Identification (Identificação por Rádio Frequência)
WCIP	<i>Wave Concept Interactive Procedure</i> (Método das Ondas – Processo Iterativo)
Wi-Fi	<i>Wireless fidelity</i>
WLAN	Wireless Local Area Network (Rede de área local sem fio)

Lista de Símbolos

\vec{A}	Vetor potencial magnético
C	Capacitância
\vec{E}^i	Vetor campo elétrico incidente
\vec{E}^s	Vetor campo elétrico espalhado
\vec{E}^T	Vetor campo elétrico total
f_1	Frequência de operação 1
f_2	Frequência de operação 2
f_3	Frequência de operação 3
f_n	Funções de base
FR-4	Substrato de fibra de vidro
f_{r1}	Primeira frequência de ressonância
f_{r1y}	Primeira frequência de ressonância na polarização y
g	Espaçamento entre as linhas que ligam os anéis da geometria
G	Função de Green
h	Espessura do substrato dielétrico
\vec{H}^i	Vetor campo magnético incidente
\vec{H}^s	Vetor campo magnético espalhado
\vec{H}^T	Vetor campo magnético total
I_n	Coefficientes desconhecidos da função de base
$[I_n]$	Matriz corrente
\vec{J}_s	Vetor densidade de corrente sobre a superfície metalizada
k_0	Número da onda
L	Operador linear da equação
L	Indutância
L_{cn}	Dimensão da conexão do anel n
L_{ef}	Comprimento efetivo
L_{xn}	Dimensão do anel n na direção x
L_{yn}	Dimensão do anel n na direção y
\vec{n}	Vetor unitário normal à superfície da FSS

N	Número de funções de base
p	Periodicidade
\vec{r}	Vetor posição irradiada no espaço livre
\vec{r}'	Vetor posição da fonte geradora do campo incidente
R	Distância entre uma posição \vec{r} de observação localizada arbitrariamente e \vec{r}' a posição da fonte do campo
s	Fenda do elemento matrioska
S	Espaçamento da linha transmissão CPW
$ S_{21} $	Módulo do coeficiente de transmissão
$\tan\delta$	Tangente de perdas
t_n	Funções de teste
V	Função conhecida (fonte conhecida)
$[V_m]$	Matriz fonte
w	Largura da linha de cobre que forma a geometria matrioska
W_x	Dimensão da célula unitária na direção x
W_y	Dimensão da célula unitária na direção y
Z_s	Impedância da superfície da geometria metálica
$[Z_{mn}]$	Matriz impedância
α	Constante de atenuação
ϵ	Permeabilidade magnética absoluta
ϵ_0	Permissividade elétrica do espaço livre (vácuo)
ϵ_r	Permissividade elétrica relativa
ϵ_{ref}	Constante dielétrica relativa efetiva
ϵ_{refCPW}	Constante dielétrica relativa efetiva para uma guia de onda coplanar
λ_0	Comprimento de onda no espaço livre
λ_{ef}	Comprimento de onda efetivo
μ	Permeabilidade magnética absoluta
μ_0	Permeabilidade magnética do espaço livre (vácuo)
\emptyset	Vetor potencial elétrico
ω	Velocidade angular

1. Introdução

A comunicação indica a transferência de informação entre um transmissor e um receptor. O acesso a essa informação com rapidez e qualidade gera um desenvolvimento mais rápido da sociedade. Nos últimos anos, avanços tecnológicos ocorridos na área de telecomunicações vêm permitindo uma maior velocidade e melhor fluxo de informações entre pessoas ao redor do mundo [1], [2]. Com esse avanço tecnológico e a crescente oferta de serviços de comunicações, especialmente em aplicações sem fio, surge a necessidade cada vez maior de transmitir grandes quantidades de informações simultaneamente, demandando por estruturas que operem em diferentes faixas de frequência sem que haja interferência ou impedimento entre os serviços oferecidos.

As tecnologias de comunicação sem fio apresentam várias características que impulsionam a utilização dessa forma de comunicação, tais como: flexibilidade, facilidade de instalação e escalabilidade. Essas características têm motivado o surgimento e a utilização de um número maior de diferentes padrões e dispositivos que muitas vezes competem pelo uso de uma mesma faixa do espectro de frequência, como representado na Fig. 1.1, em que vários protocolos e aplicações se concentram na faixa de 2,4 GHz, tais como o *Bluetooth*, *ZigBee*, *Wi-Fi*, entre outros exemplos. Apesar desses sistemas apresentarem diversas diferenças (faixa de frequência utilizada, potência de operação, técnicas de modulação, cabeçalhos de sincronização, entre outros), os diferentes padrões de comunicação sem fio em uma mesma área de cobertura podem provocar efeitos típicos de interferências, tais como, perda de dados, *jitter*, atraso nas transmissões e perda de sincronismo entre os dispositivos [3]. Esses fatores trazem a necessidade de desenvolver dispositivos que atuem em múltiplas bandas de frequência de operação.

Com a evolução dos dispositivos de comunicações móveis e suas aplicações, a mobilidade e a portabilidade se tornaram características imprescindíveis nessas novas tecnologias. Ao permitir aos usuários se comunicarem a qualquer momento e em qualquer lugar, a mobilidade muda a forma de comunicação entre as pessoas, afetando diretamente suas relações sociais, familiares e profissionais [4]. Aliada à mobilidade, a portabilidade surge facilitando a locomoção com esses dispositivos, com o desenvolvimento de aparelhos de comunicações móveis compactos, leves e com múltiplas funções.

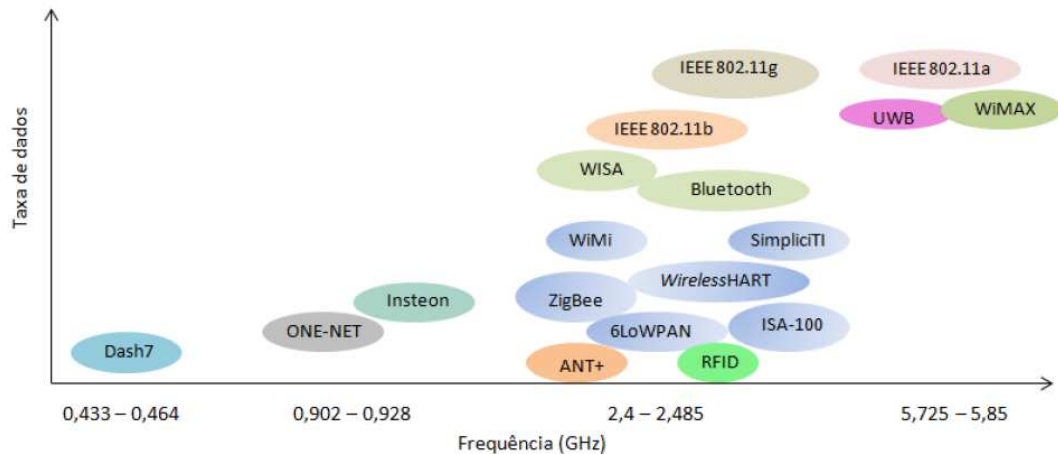


Fig. 1.1 - Alguns protocolos de comunicação e faixas não licenciadas do espectro de frequência [3].

Além da comunicação com o usuário final, é preciso prover enlaces de alta capacidade que possam conectar diferentes pontos das redes de telecomunicações. Embora vários desses enlaces sejam ópticos, é indispensável a utilização de enlaces via rádio. Nesse contexto, dadas as limitações da disponibilidade de torres e outros espaços para instalação de antenas, vários sistemas de telecomunicações, com seus próprios requisitos de frequência e potência, compartilham espaços restritos. Conseqüentemente, limitar as interferências entre os diferentes sistemas, assim como maximizar a utilização das antenas torna-se cada vez mais importante [5].

Diante da necessidade de dispositivos de comunicações que requerem dimensões reduzidas, baixo peso e menor custo, a utilização de estruturas planares, por apresentar tais características, tem despertado bastante interesse. Destaca-se o emprego dessas estruturas na construção de filtros, acopladores, antenas, superfícies seletivas em frequências (*Frequency Selective Surface – FSS*) e outros dispositivos [6]-[10].

As FSS, geralmente, são arranjos periódicos de *patches* condutores ou de aberturas que apresentam a função de filtros espaciais [11], e têm recebido considerável atenção por apresentar características inerentes às estruturas planares, como também à possibilidade de integração com outros sistemas de comunicação e operação em múltiplas faixas de frequência. Os conceitos de FSS e suas aplicações são detalhados no capítulo 2.

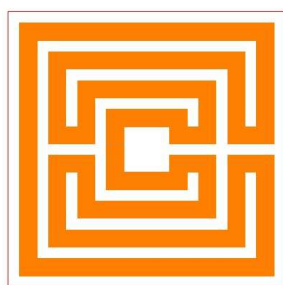
Dentre os requisitos desejados no comportamento das FSS, a miniaturização e a operação multibanda são duas características que representam um considerável desafio. Nesse contexto, a busca por novas estruturas que possam atender a esses requisitos, principalmente alterando a geometria do elemento básico da FSS, tem sido motivo de investigação de vários grupos de pesquisa. Em 2014, os trabalhos desenvolvidos no GTEMA-IFPB, levaram à

apresentação de uma geometria baseada nas bonecas russas matrioskas [12], [13]. Essas estruturas são constituídas por uma série de bonecas colocadas umas dentro das outras, expandindo-se da maior (mais externa) até a menor (mais interna) em várias bonecas, ocupando apenas o volume delimitado pela boneca mais externa, conforme ilustrado na Fig. 1.2 [14].

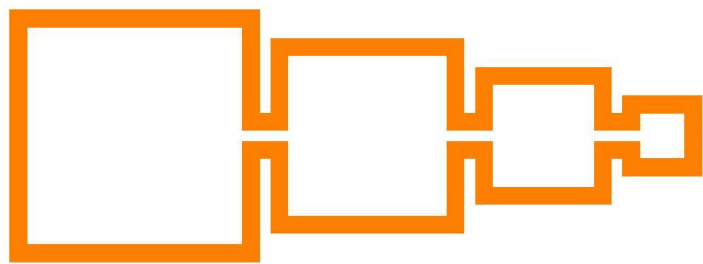


Fig. 1.2 – Exemplos de bonecas matrioska [15].

Na geometria apresentada em [13], geometria matrioska, os anéis internos permanecem interligados, formando, um único anel, como apresentado na Fig. 1.3, obtendo-se dessa forma um maior comprimento efetivo e, por conseguinte, interessantes características de miniaturização e operação multibanda. Dando continuidade ao estudo de FSS com geometria matrioska, este trabalho tem por objetivo geral a investigação das propriedades da geometria matrioska aberta, onde é inserida uma fenda em um determinado ponto da geometria, como destacado na Fig. 1.4.

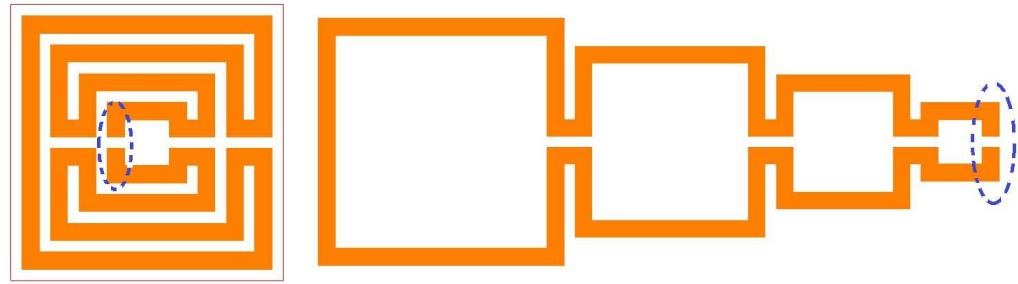


(a) Matrioska com 4 anéis



(b) Matrioska com os anéis expandidos

Fig. 1.3 – Geometria da matrioska.



(a) Matrioska aberta com 4 anéis

(b) Expandindo os anéis da matrioska aberta

Fig. 1.4- Geometria da matrioska aberta.

A investigação das potencialidades e limitações da geometria matrioska aberta, visa estudar a natureza das suas ressonâncias, procurando caracterizar a sua resposta em frequência e, dessa forma, favorecer um melhor aproveitamento das características inicialmente observadas, como redução da frequência de ressonância e o surgimento de novas ressonâncias. Essas características tornam a geometria matrioska aberta bastante atrativa, com potencial para diversas aplicações nos atuais sistemas de comunicação, tais como antenas, RFID *chiplless* (identificação por rádio frequência sem chip), filtros e ressoadores.

No capítulo 2 são apresentados os conceitos fundamentais sobre as superfícies seletivas em frequência, descrevendo suas características, apresentando as classificações adotadas na literatura para as FSS, suas aplicações e as principais técnicas de análise e medições.

No capítulo 3 é realizada uma análise da natureza do comportamento ressonante da geometria matrioska aberta, comparando-a com os anéis concêntricos e a matrioska convencional.

No capítulo 4 são apresentados resultados numéricos obtidos pelo método dos momentos, utilizando o programa comercial Ansoft DesignerTM. Para validação, foram construídas e caracterizadas experimentalmente seis FSS, destacando-se relações e observações sobre a geometria estudada.

No capítulo 5 são apresentadas as conclusões do trabalho, assim como sugestões para sua continuidade.

Em apenso encontram-se a descrição dos princípios do método dos momentos e descreve os fundamentos do guia de onda coplanar (CPW – *Coplanar Waveguide*).

2. Superfícies Seletivas em Frequência

Os princípios físicos das superfícies seletivas em frequência, FSS, vêm dos estudos em óptica, especificamente na investigação de grades de difração, onde o fenômeno era usado para decompor um feixe de luz não monocromática em suas ordens espectrais [6]. Este processo de filtragem foi descoberto pelo físico americano David Rittenhouse e relatada cientificamente em 1786 [16]. Observou-se que um anteparo com arranjos de fios igualmente espaçados, com uma luz incidindo sobre ele, tinha um comportamento de um filtro, impedindo a passagem de determinado comprimento de onda. O experimento realizado por Rittenhouse comprovou que a disposição física de cada elemento, assim como o espaçamento entre eles e a característica de ser ou não condutor, refletem diretamente na resposta em frequência da estrutura.

As FSS são estruturas periódicas, geralmente planares, compostas de uma camada de metalização fixada sobre um substrato dielétrico, como ilustrado na Fig. 2.1, apresentando como uma de suas principais propriedades a capacidade de se comportar como uma interface transparente, ou não, a determinadas frequências. Este comportamento é determinado por parâmetros como a polarização da onda incidente, dimensões da estrutura, formato geométrico da célula unitária, periodicidade entre os elementos, espessura e permissividade do substrato dielétrico [7], [8], [10], Fig. 2.2.

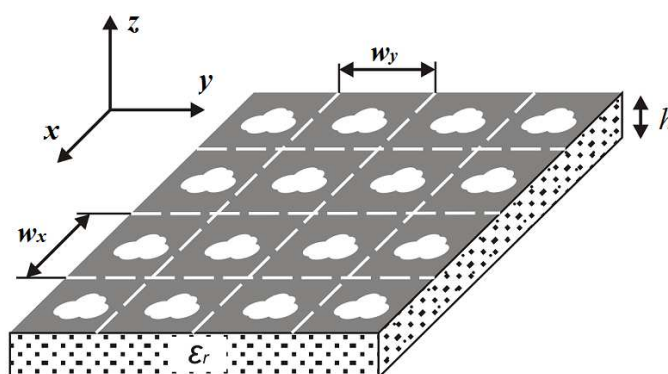


Fig. 2.1 – Geometria da FSS.

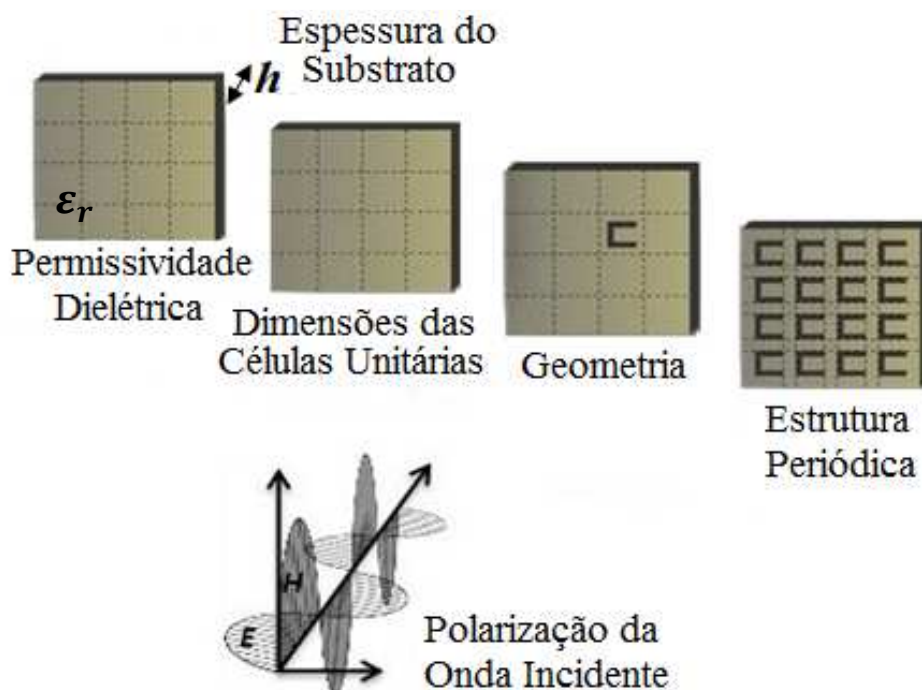


Fig. 2.2 – Parâmetros que afetam a resposta em frequência da FSS.

As FSS atuam como filtros espaciais, apresentando, basicamente, características de filtros rejeita-faixa ou passa-faixa. Embora conceitualmente semelhantes a um filtro de micro-ondas clássico, deve ser enfatizado que um filtro espacial, como uma FSS, é inerentemente mais complexo. Um filtro clássico possui um par de terminais, de entrada e outro de saída e sua resposta é definida a partir de suas matrizes constitutivas. Um filtro espacial, por outro lado, possui um campo incidente que irradia sobre vários ângulos, assim como vários tipos de polarizações, o que aumenta a dificuldade de determinação da sua resposta em frequência [16], [17].

2.1. Classificação das FSS

As características do elemento básico da FSS influenciam diretamente no seu comportamento eletromagnético. No projeto de uma FSS alguns parâmetros devem ser levados em consideração, tais como, preenchimento e geometria da célula unitária, como também a espessura do anteparo utilizado.

2.1.1. Quanto ao preenchimento da célula unitária

Uma FSS pode ser do tipo abertura ou *patch* condutor [6], [18]-[20], como ilustrado nas Figs. 2.3 e 2.4. A FSS do tipo abertura opera como um filtro passa-faixa e na medida em que os elementos vão entrando em ressonância, a estrutura vai se tornando transparente para a onda incidente, até que na frequência de ressonância da estrutura, ocorre a transmissão total da onda, ou seja, o sinal passa através da estrutura com um mínimo de perda de inserção. Conseqüentemente, para frequências fora da faixa de ressonância, o sinal é refletido.

Por outro lado, a FSS com elementos do tipo *patch* condutor, funciona como um filtro rejeita-faixa, os elementos vão entrando em ressonância e, com isso, eles radiam a potência incidente na direção de reflexão, até que na frequência de ressonância da estrutura, ela se comporta como um condutor perfeito refletindo toda a energia eletromagnética incidente [6], [16], [21].

Vale destacar que essa classificação serve apenas como base e não abrangem todas as geometrias. Em alguns casos, como por exemplo, o ilustrado na Fig. 2.5, não é evidente qual a classificação da FSS quanto ao preenchimento da célula unitária.

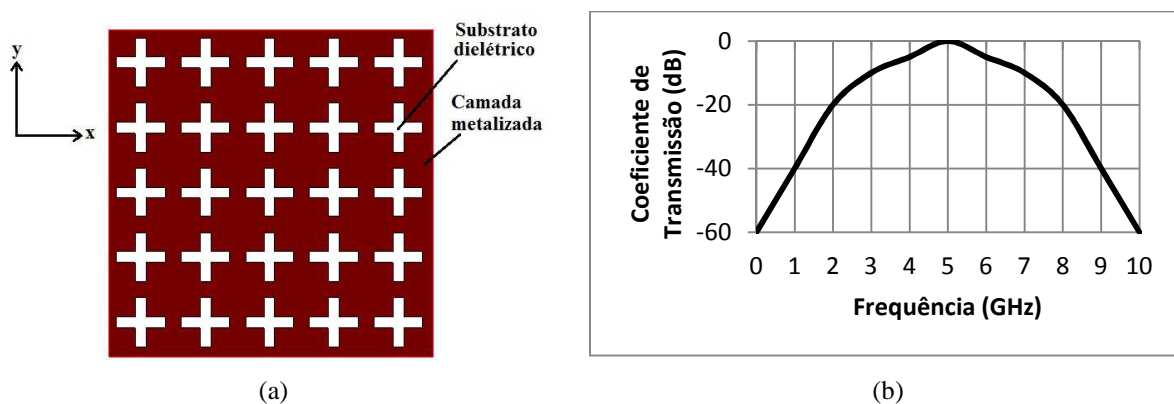


Fig. 2.3 – FSS com elementos do tipo: (a) abertura e (b) comportamento eletromagnético característico da estrutura.

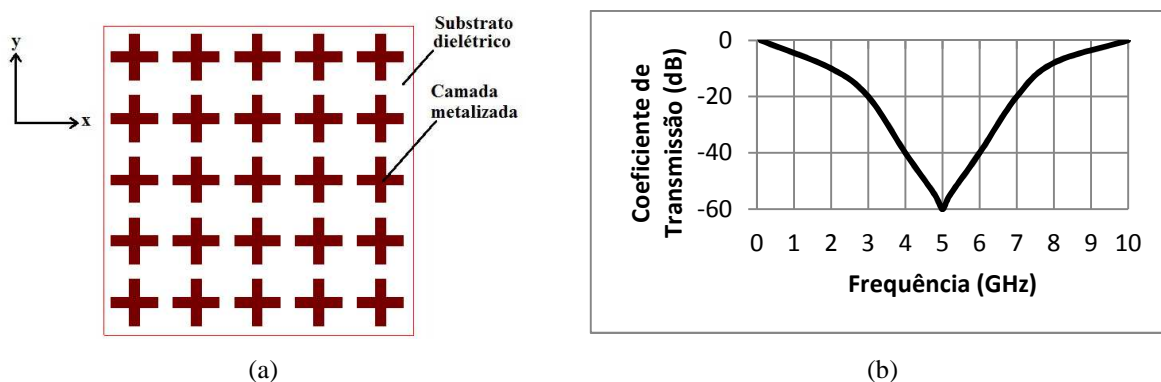


Fig. 2.4 – FSS com elementos do tipo: (a) *patch* condutor e (b) comportamento eletromagnético característico da estrutura.

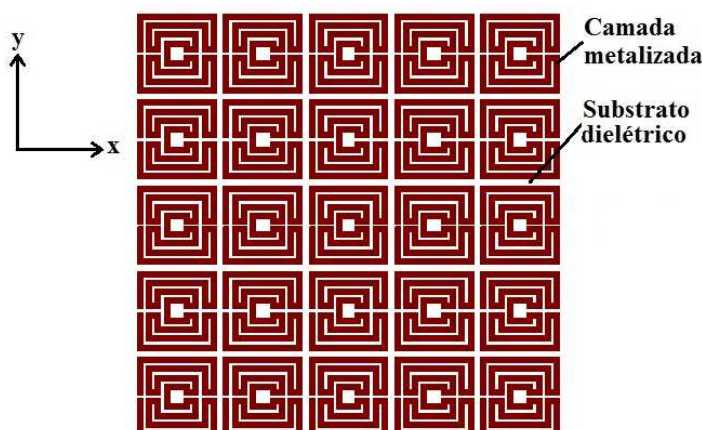


Fig. 2.5 – FSS com elementos do tipo matrioska aberta com quatro anéis.

2.1.2. Espessura do anteparo

As FSS também podem ser definidas como de anteparo fino ou anteparo espesso. A FSS de anteparo-fino, geralmente, é leve, tem espessura menor que $0,001\lambda_0$, onde λ_0 é o comprimento de onda para a frequência de ressonância da FSS. Esse tipo de FSS possui volume pequeno e custo reduzido, podendo empregar na sua produção tecnologia convencional de circuito impresso.

Por outro lado, a FSS de anteparo espesso é pesada e sua fabricação requer maior precisão no seu manuseio, elevando o seu custo. Por serem mais seletivas, as FSS de anteparo espesso podem ser utilizadas em aplicações passa-faixa. Apresenta a vantagem de ter uma banda de separação (razão entre a frequência transmitida e a frequência refletida) reduzida para 1,15, que é bastante atrativa em aplicações com antenas de satélites para comunicações operando em mais de uma faixa de frequência [9], [21], [22].

2.1.3. Geometria da célula unitária

Na literatura existe uma grande variedade de pesquisas sobre FSS que utilizam as mais diversas geometrias como elemento básico da célula unitária. Essa geometria está diretamente relacionada com sua resposta em frequência. A princípio pode-se afirmar que a ressonância de geometrias abertas (dipolos, arcos, etc.) ocorre quando sua dimensão efetiva é da ordem de meio comprimento de onda ou seus múltiplos. Já para as geometrias fechadas (espiras quadradas, espiras circulares, etc.) essa ressonância ocorre quando sua dimensão efetiva é da ordem de um comprimento de onda ou seus múltiplos. Destaque-se aqui que o conceito de

comprimento efetivo depende, entre outros fatores, da geometria e da polarização. Um estudo mais detalhado da natureza da ressonância na FSS é apresentado no capítulo 3.

Para Munk, os elementos estão divididos em quatro grupos [7]:

- **Grupo 1:** Corresponde aos n -polos conectados pelo centro. As formas mais conhecidas são o dipolo fino, o dipolo cruzado, a cruz de Jerusalém e o tripolo. Na Fig. 2.6 são apresentados exemplos de elementos pertencentes ao Grupo 1.

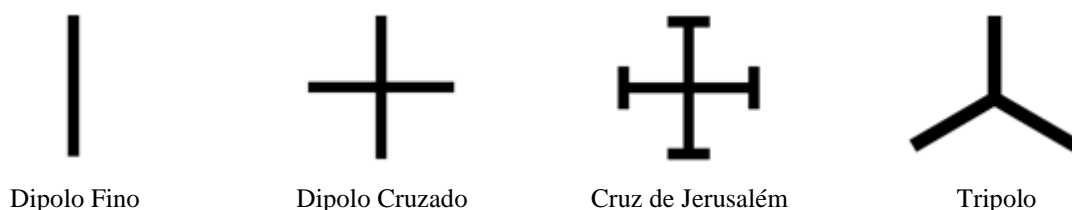


Fig. 2.6 – Grupo 1: n -pólos conectados pelo centro.

- **Grupo 2:** Reúne os elementos do tipo espira, onde os mais conhecidos são as espiras quadradas, quadradas duplas, quadradas com grade e os anéis circulares concêntricos. Na Fig. 2.7 são mostrados exemplos de elementos pertencentes ao Grupo 2.

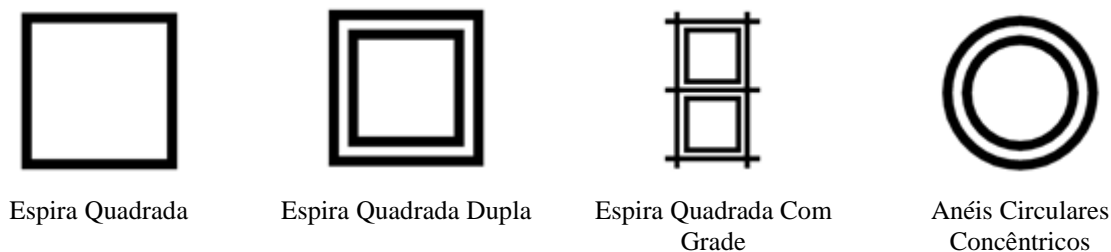


Fig. 2.7 – Grupo 2: Espiras.

- **Grupo 3:** Formado pelos elementos de interior sólido, sendo os tipos mais comuns os *patches* quadrados, retangulares, hexagonais e circulares. Esses elementos são exemplificados na Fig. 2.8.

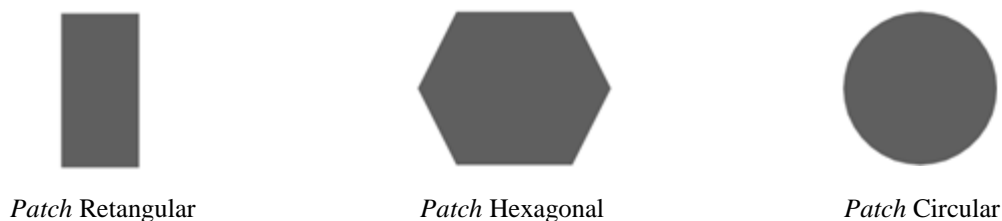


Fig. 2.8 – Grupo 3: Interior sólido.

- **Grupo 4:** Composto por elementos formados a partir da modificação e combinação de elementos típicos. Há uma variedade infinita de tipos de elementos que compõem esse grupo. Na Fig. 2.9 algumas formas desse grupo são ilustradas.

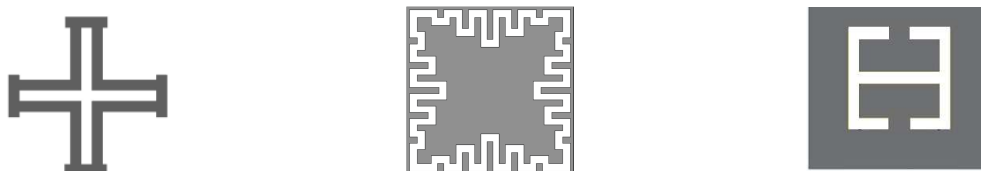


Fig. 2.9– Grupo 4: Combinações.

Além das formas citadas anteriormente, podemos também destacar o uso de elementos fractais em FSS, Fig. 2.10. Com característica interessante de auto-similaridade, o uso de fractais apresenta redução da dimensão dos elementos e operação em múltiplas faixas de frequência [23]-[25].

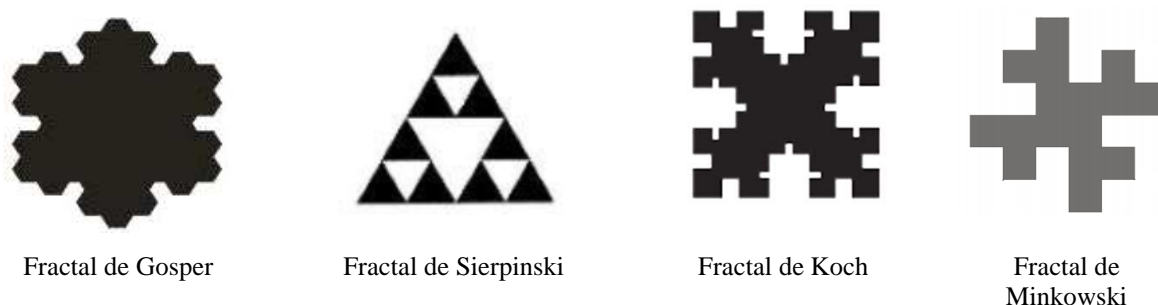


Fig. 2.10– Elementos fractais.

Dentre as diversas formas geométricas, destacamos algumas trabalhadas no GTEMA-IFPB, como a apresentada em [10], onde é caracterizada a geometria do elemento em forma de U, Fig. 2.11a. Já em [26] é apresentado uma FSS com elemento em forma de estrela de quatro braços, Fig. 2.11b, e por fim destaca-se o elemento matrioska, apresentado em [12], Fig. 2.10c.

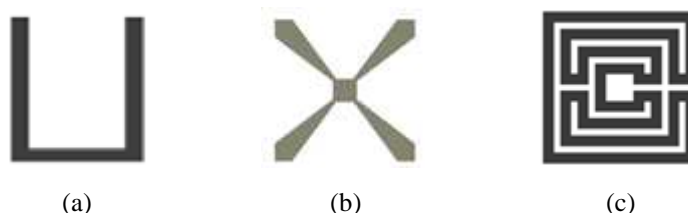


Fig. 2.11– Elementos estudados no GTEMA-IFPB. (a) Forma de U (b) Estrela de quatro braços (c) Matrioska.

Além da geometria do elemento básico da FSS, o projetista deve levar em consideração outros fatores que são determinantes para a resposta em frequência, tais como: os parâmetros do substrato, o espaçamento entre os elementos, o ângulo de incidência e a polarização da onda incidente.

2.1.4. Excitação dos arranjos

Quanto à forma de excitação dos arranjos na estrutura, as FSS podem ser estimuladas por uma onda plana incidente ou por geradores individuais conectados a cada elemento. No primeiro caso, a estrutura é chamada de FSS passiva, em que os arranjos dos elementos, provocam a transmissão ou reflexão da onda incidente aplicada. As FSS passivas apresentam como vantagem a facilidade de projeto e fabricação, porém tem como desvantagem o fato de não poderem ser reconfiguradas [27]. No segundo caso, os geradores de tensão acoplados aos elementos devem possuir a mesma amplitude e variações lineares de fase ao longo de todo o arranjo [7], neste caso, as FSS são consideradas como ativas. A Fig. 2.12 ilustra os dois casos.

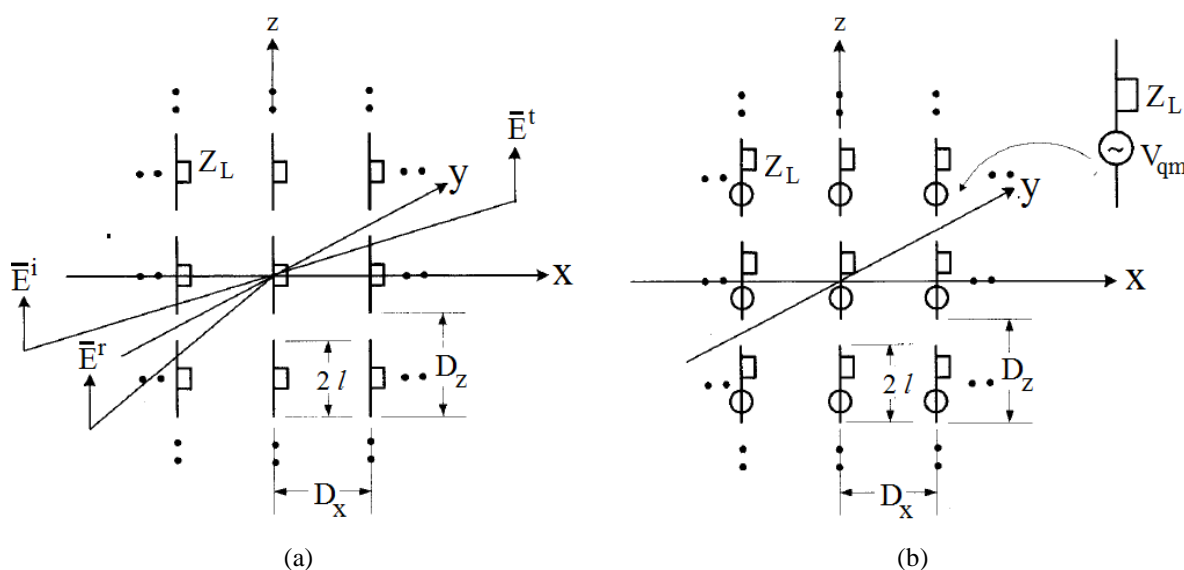


Fig. 2.12 – Arranjos periódicos: (a) caso passivo (b) caso ativo [7].

As FSS também podem ser reconfiguráveis, essas FSS possuem resposta em frequência sintonizáveis ou chaveada [29]. No caso de FSS reconfigurável com diodos chaveadores, Fig. 2.13, a frequência de ressonância pode ser ajustada alterando o comportamento dos diodos para transmitir ou refletir ondas eletromagnéticas [7], [9].

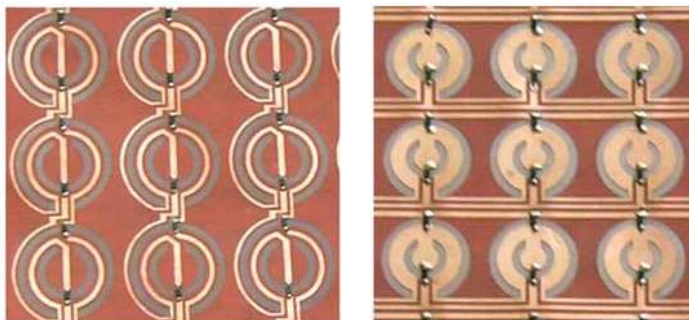


Fig. 2.13 – Exemplos de FSS reconfiguráveis [28].

2.2. Aplicações de FSS

As FSS possuem inúmeras aplicações, desde o uso em radomes e sub-refletores do tipo *Cassegrain* de antenas parabólicas até sensores sem fio. A seguir são apresentadas algumas aplicações das FSS.

2.2.1. Anteparo da porta do forno de micro-ondas

Uma das aplicações mais conhecidas das FSS é como anteparo da porta do forno de micro-ondas, Fig. 2.14, que funciona como um filtro, permitindo passar a faixa de frequência da luz visível e rejeitando a faixa de micro-ondas (em torno de 2,45 GHz) [6].



Fig. 2.14 – FSS utilizada como anteparo do forno de micro-ondas [10].

2.2.2. Refletores de antenas

As FSS podem ser utilizadas para obter maior eficiência de antenas refletoras, como por exemplo, as antenas do tipo banda dupla (*dual band*) e banda tripla (*tri band*). Na Fig. 2.15 é ilustrado um sistema de antena do tipo banda dupla, onde o alimentador 2 é colocado no ponto focal do refletor principal, enquanto que o alimentador 1 é colocado no ponto focal

do sub-refletor, que é formado por uma FSS, esse anteparo é projetado para refletir a faixa de frequência para o alimentado 1, mas é totalmente transparente para a faixa de frequência do alimentador 2 [30]. Apenas um refletor principal é necessário para a operação multifrequencial.

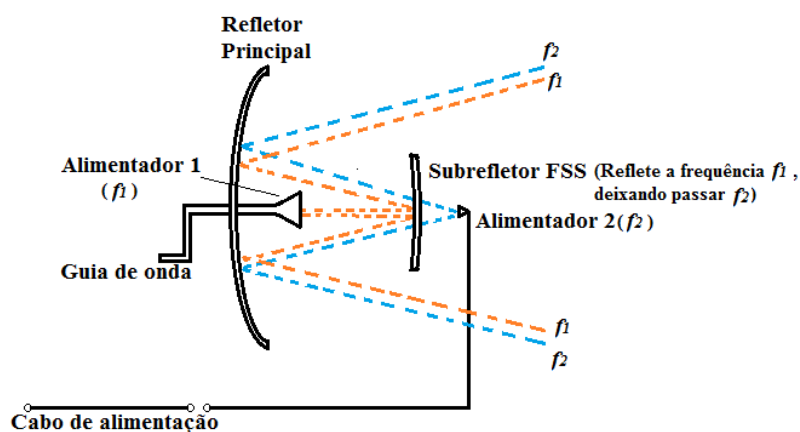


Fig. 2.15 – Antena refletora do tipo banda dupla (*dual band*).

Na Fig. 2.16 é apresentada uma ilustração do uso de FSS em antenas refletoras de banda tripla (*tri-band*). Observa-se que as FSS são usadas como sub-refletores instalados dentro da antena e refletem as frequências f_1 e f_2 respectivamente e são transparentes para a frequência f_3 . Os alimentadores são colocados em diferentes pontos focais para as três bandas de frequência f_1 , f_2 e f_3 , conseguindo reduções consideráveis na massa, no volume e no custo da antena [6], [19], [31].

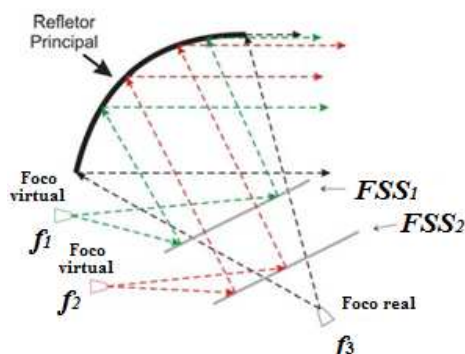


Fig. 2.16 – Antena refletora do tipo banda tripla (*tri-band*).

2.2.3. Radomes

As FSS também podem ser inseridas como radome fornecendo características passa-faixa [9], [8], ou seja, o sinal na frequência de operação da antena passa através da radome com um mínimo de perdas de inserção e fora da banda o sinal é refletido, evitando-se interferências indesejadas. A Fig. 2.17 mostra exemplos de FSS sendo utilizadas como radomes. Em [32] é analisado o comportamento de radomes com FSS para antenas de micro-ondas.

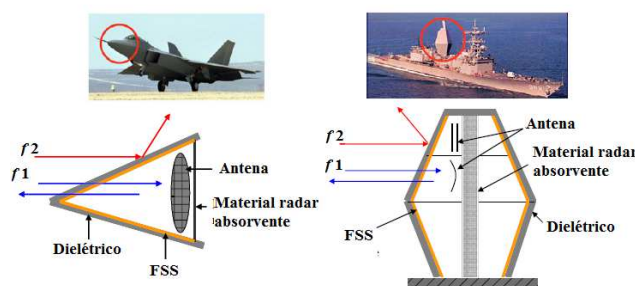


Fig. 2.17 – Exemplos de uso de radomes FSS [33].

2.2.4. Células coletoras de energia solar

Outra aplicação interessante é o uso de FSS com células coletoras de energia solar [6], [16]. Neste caso a FSS é um anteparo passa-faixa, que atua deixando passar apenas a faixa de frequência em que as células solares são mais eficientes e refletindo as frequências fora desta faixa [9], [34].

2.2.5. Aplicações de redes sem fio

Em [35] foi proposta uma FSS capaz de refletir e absorver sinais de redes WLAN (5 GHz). Essa FSS é composta por duas camadas, uma com dipolos cruzados de material condutor, e a outra composta por dipolos cruzados de material resistivo, separadas entre si por uma distância de $\lambda/4$. Em um local onde se pretende melhorar a eficiência de uma rede WLAN, a camada composta por dipolos cruzados de material resistivo absorve o sinal interno impedindo que ele reflita nas paredes do ambiente, reduzindo assim a interferência devido aos múltiplos percursos. Já a camada composta por dipolos cruzados de material condutor é responsável por refletir o sinal de redes WLAN vizinhas, reduzindo a interferência co-canal.

Esta aplicação é interessante para ser implementada em empresas impedindo o acesso não autorizado a WLAN interna, Fig. 2.18, otimizando a qualidade e mantendo a integridade e confiabilidade dos serviços e dos dados da empresa, sem interferência em outros tipos de sinais, como telefonia celular e TV.

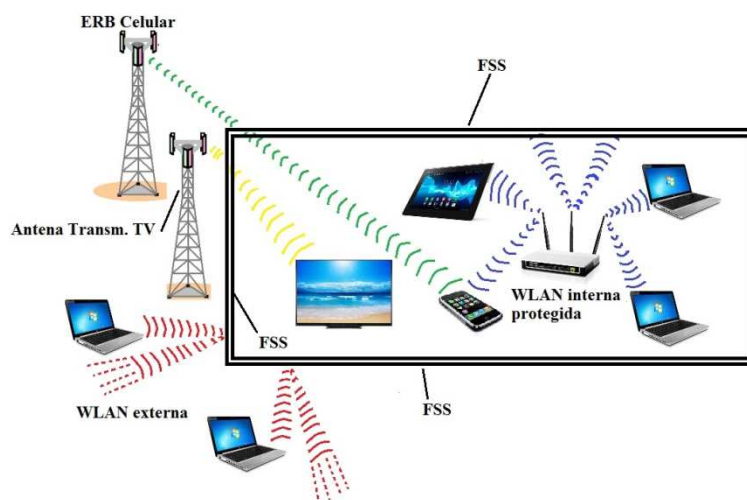


Fig. 2.18 – Aplicação de FSS em WLAN .

2.2.6. Bloqueador de redes sem fio

As FSS podem ser utilizadas como papel de parede para bloquear sinais de comunicações de redes sem fio. Esses papéis de parede podem ser utilizados em locais como escritórios, impedindo o acesso não autorizado à rede sem fio de empresas. Essas estruturas podem atuar de forma passiva ou ativa. Quando na forma passiva, a barreira torna-se permanente, impedindo o acesso em uma determinada área. Já na forma ativa, é possível que o acesso a uma determinada área seja ligado ou desligado, possibilitando, caso necessário, o aumento ou diminuição do alcance de uma rede [36]. Estas superfícies filtram o sinal da rede sem fio, mas permitem acesso de outros sinais, como por exemplo, ondas de rádio e redes celulares. Na Fig. 2.19 é apresentado um exemplo de papel de parede com FSS.



Fig. 2.19 – Papel de parede com FSS para bloquear o sinal de redes sem fio [37].

2.2.7. Janelas eficientes

Outra aplicação interessante para FSS é a sua utilização como janelas eficientes, atuando como um filtro, a FSS bloqueia a radiação eletromagnética na região do infravermelho e é transparente a parte visível do espectro, rejeitando a transferência de calor de fora para dentro do ambiente [38], conforme ilustrado na Fig. 2.20.

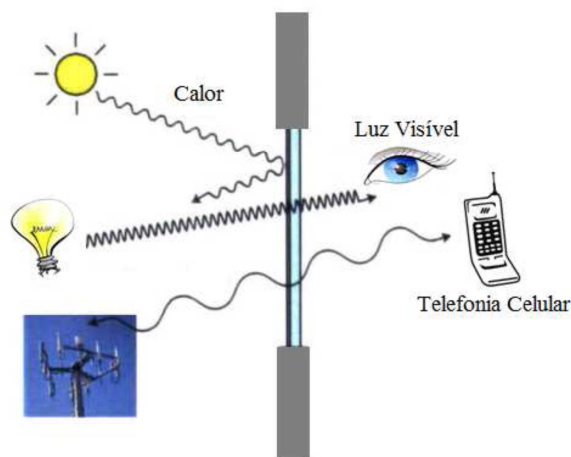


Fig. 2.20 – Aplicação de FSS em janelas eficientes [38].

2.2.8. Etiquetas RFID sem chip

Os princípios das FSS também podem ser utilizados em sistemas de RFID sem *chip*, conhecidas como *chipless tags*, Fig. 2.21. Essas etiquetas apresentam um menor custo de fabricação, pois não possuem circuito integrado para armazenamento de dados e não requerem fonte própria de energia [39], [40]. A Fig. 2.22 ilustra o funcionamento de uma etiqueta RFID sem *chip*, onde o leitor envia para a etiqueta uma onda com algumas frequências predefinidas e verifica através das ondas refletidas pela etiqueta a ausência ou presença dessas frequências, com base nessa informação realiza a codificação dos dados.

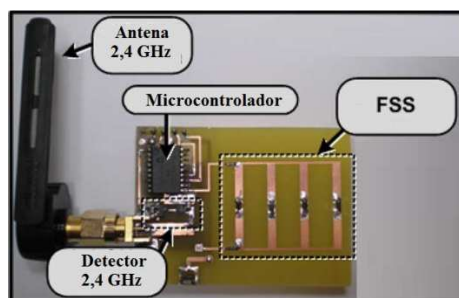


Fig. 2.21 – Utilização de FSS em uma etiqueta RFID semi-passiva [41].

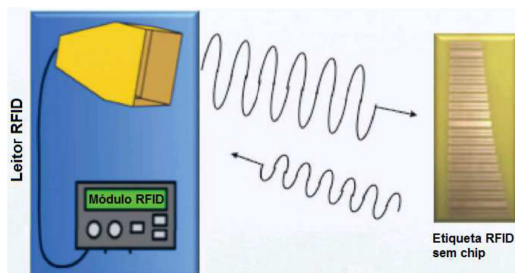


Fig. 2.22 – Sistema RFID com etiqueta sem *chip* inspirada em FSS [42].

2.2.9 – Antenas inteligentes

As FSS também podem ser aplicadas no desenvolvimento de antenas inteligentes (*smart antennas*), que são antenas que reagem às mudanças do ambiente dinamicamente, com o objetivo de fornecer um sinal de maior qualidade e gerar um melhor aproveitamento das faixas de frequência nas comunicações sem fio. Essas antenas têm propriedade de filtragem espacial, que permite receber energia a partir de uma direção particular, enquanto minimiza a recepção em outra [43].

Essas são apenas algumas aplicações que utilizam FSS. Em função de suas características de baixo custo e simplicidade de fabricação, seu uso é diverso em sistemas de comunicações.

2.3. Técnicas de análises

Vários métodos têm sido utilizados para determinar as características eletromagnéticas das FSS. A maioria dos modelos aproximados, geram resultados satisfatórios para determinadas faixas de frequência e podem fornecer uma ideia qualitativa a respeito da FSS.

O casamento modal foi um dos primeiros métodos utilizados na análise de FSS [36]. Associado a esse método surgiu o método dos circuitos equivalentes, que é um dos métodos mais simples, onde os vários segmentos de fita que formam o elemento *patch* em um arranjo periódico são modelados como componentes indutivos e capacitivos em uma linha de transmissão. A solução do circuito resultante fornece algumas características que permitem avaliações iniciais sobre o comportamento dessas estruturas [44]. Na Fig. 2.23 está representado o circuito equivalente em conjunto com o *setup* medição para uma geometria do tipo espiras quadradas.

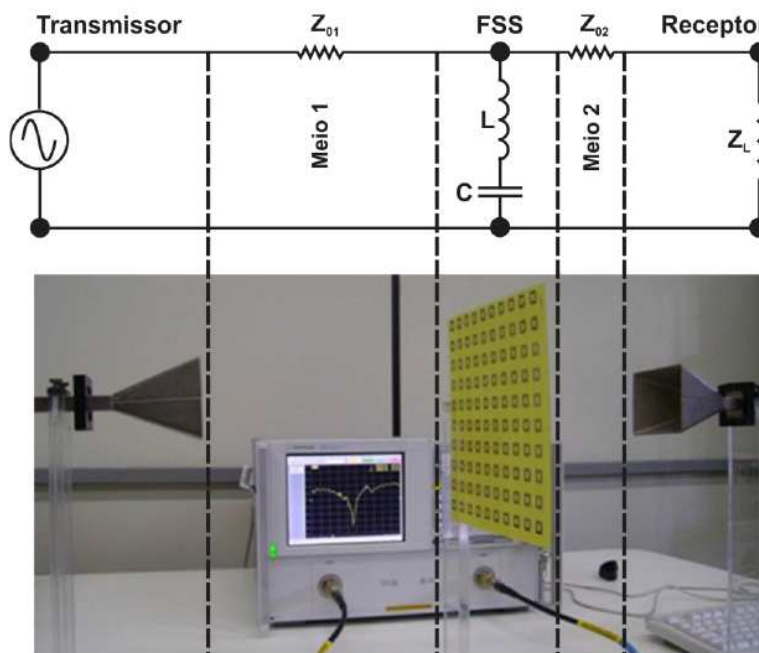


Fig. 2.23 – Circuito equivalente, *setup* medição [10].

O modelo de circuito equivalente destaca-se pela obtenção rápida dos resultados com um baixo custo computacional. Porém, quando aplicado a elementos com geometria mais complexa, como geometrias fractais, ou em frequências de ressonâncias mais elevadas, o modelamento do circuito torna-se mais trabalhoso e, em alguns casos, inviável. Apesar da eficiência desta técnica, por utilizar uma aproximação quase estática para calcular as componentes do circuito, apresenta limitações na precisão dos resultados [45].

Com o avanço dos recursos computacionais, outros métodos passaram a ser utilizados, com soluções mais precisas, sobretudo em frequências mais elevadas. Podem-se destacar alguns métodos numéricos empregados na análise de FSS:

- Método dos Momentos (MoM – *Method of Moments*) [46], [47];
- Método dos Elementos Finitos (FEM – *Finite-Element Method*) [48], [49];
- Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD – *Finite Difference Time Domain*) [50], [51];
- Método das Ondas (WCIP – *Wave Concept Interactive Procedure*) [52], [53].

Em conjunto com esses métodos, podem ser utilizadas técnicas de inteligência artificial, como redes neurais e os algoritmos genéticos, para a análise e/ou síntese de FSS [54].

Neste trabalho, na caracterização numérica das FSS é utilizado o software comercial Ansoft DesignerTM, baseado no método dos momentos. Este método baseia-se na resolução iterativa de uma equação integral partindo da transformação desta em um sistema de equações algébricas simples [46].

2.4. Técnicas de medição

São várias as técnicas utilizadas para medir as propriedades de reflexão e transmissão das FSS. Neste trabalho, o sistema de medição utilizado consiste de cornetas direcionais de ganhos padronizados e um analisador de rede. A FSS é posicionada entre as duas antenas cornetas, como ilustrado na Fig. 2.24, com uma das antenas funcionando como transmissora e a outra como receptora. A onda eletromagnética emitida incide sobre a FSS, que reflete ou deixa passar parte da potência, de acordo com as suas características. A potência que atravessa a FSS, potência transmitida, é captada pela antena receptora e assim é possível caracterizar a resposta em frequência da FSS. A medição na polarização invertida é obtida rotacionando a FSS em 90° [9], [55]. Dados imprecisos podem ser obtidos devido às difrações ocasionadas pelas bordas da FSS, originadas devido à largura de feixe das antenas cornetas e ao tamanho relativamente pequeno da FSS. Outra fonte de erros nesta técnica de medição é a presença de sinais refletidos no próprio ambiente de medição, sendo esses mais críticos quando se deseja caracterizar FSS passa-faixas.

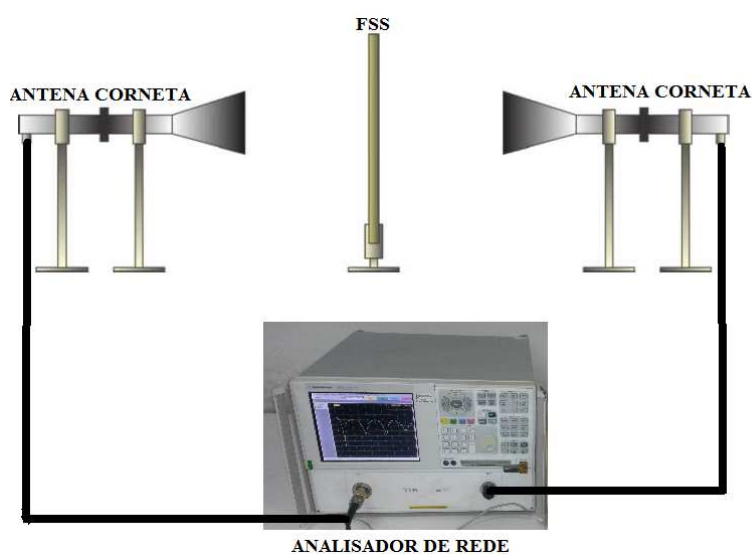


Fig. 2.24 – *Setup* de medição para FSS.

Para otimizar as medições pode-se utilizar lentes em conjunto com as antenas cornetas, como ilustrado na Fig. 2.25. Além de resultados melhores, também é obtido uma redução significativa do efeito da difração nas extremidades, desde que um feixe estreito e gaussiano produzido pelas lentes incida sobre a FSS [9].

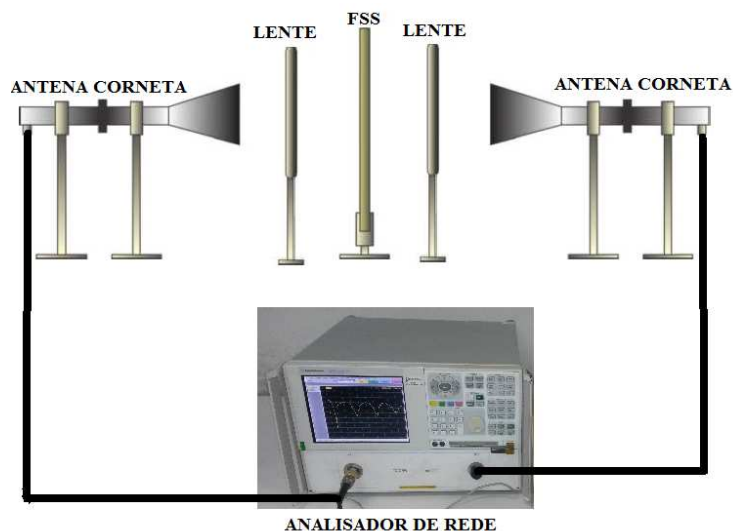


Fig. 2.25 – *Setup* de medição utilizando lentes.

Em casos onde é necessária uma maior precisão nos resultados, o desempenho da FSS pode ser testado em uma câmara anecóica. Neste caso o ambiente é livre de interferências, onde o chão, o teto e as paredes são revestidas com materiais absorvedores que eliminam reflexões indesejadas. A FSS também fica envolvida por uma moldura de materiais absorvedores que reduz os efeitos de borda. Por necessitar de todos esses detalhes, este tipo de medição tem um custo mais elevado. A Fig. 2.26 ilustra esta técnica de medição.

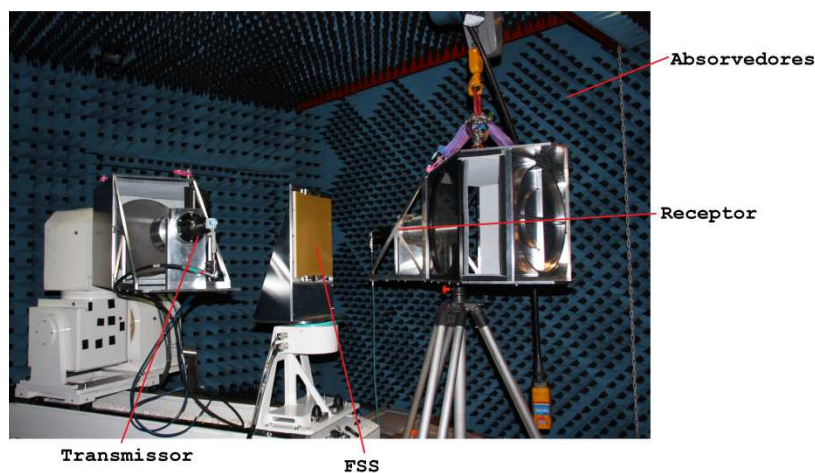


Fig. 2.26 – *Setup* de medição de FSS com câmara anecóica [56]

Importante ressaltar que para a caracterização da FSS com comportamento rejeita faixa, bons resultados podem ser obtidos utilizando estruturas de medição mais simples, tais como a ilustrada na Fig. 2.24. Uma sensível melhora dos resultados medidos pode ser obtida simplesmente introduzindo lentes, como ilustrado no detalhe da Fig. 2.25.

3. Geometria Matrioska Aberta

3.1. Introdução

Neste capítulo são descritas a geometria matrioska aberta e suas principais características. Devido à dificuldade de determinação do comportamento ressonante da superfície seletiva em frequência por métodos analíticos, são adotados, como ponto de partida, modelos estimados capazes de descrever, de forma rápida e com uma razoável precisão, as primeiras frequências de ressonâncias para essa estrutura. Para uma melhor compreensão desse comportamento, é apresentada uma análise a partir da distribuição da densidade de corrente elétrica, possibilitando um melhor aproveitamento das características da geometria matrioska aberta.

3.2. Descrição da geometria da FSS matrioska aberta

A geometria matrioska é baseada na conhecida geometria de anéis concêntricos. Com a técnica de circuito equivalente, verifica-se que um conjunto com dois anéis concêntricos quadrados atua semelhante a um duplo circuito LC, Fig. 3.1. Considerando a simetria da estrutura, o seu comportamento eletromagnético é o mesmo tanto para o campo polarizado na direção x como y .

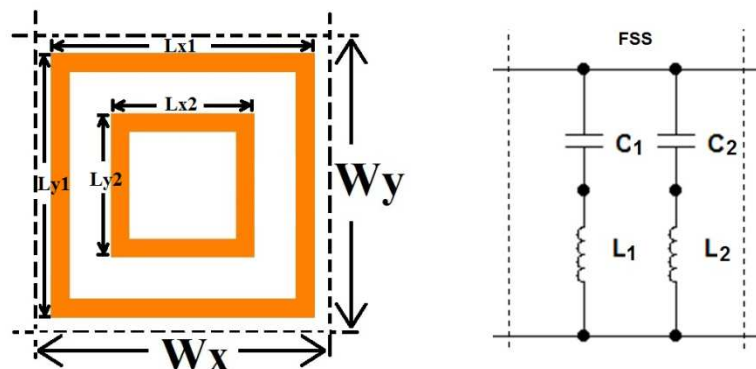


Fig. 3.1 – Célula unitária da FSS com duplo anel concêntrico e circuito equivalente LC.

Um procedimento analítico para determinar as equações de circuitos não é simples e métodos numéricos associados à experiência em engenharia de micro-ondas, são necessários. Apesar desta desvantagem, algumas regras de projeto podem ser adotadas. Na geometria de

anéis concêntricos, a primeira frequência de ressonância é relacionada com o comprimento do anel maior, com $2 \times (L_x + L_y) \approx \lambda_{ef}$, onde λ_{ef} é o comprimento de onda efetivo na estrutura homogênea equivalente.

Diferentemente dos anéis concêntricos, na geometria matrioska os anéis são conectados um ao outro, novos elementos LC, série e paralelo, são introduzidos, como se pode observar na Fig. 3.2. Destaque-se que o circuito LC apresentado é apenas ilustrativo da complexidade de se estabelecer um modelo analítico equivalente.

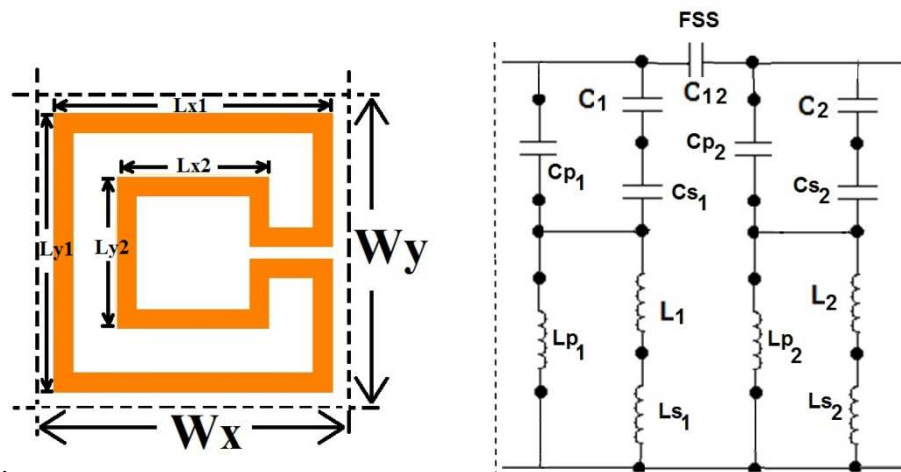


Fig. 3.2 – Célula unitária da matrioska e ilustração do circuito LC equivalente [13].

Dessa forma, na geometria matrioska obtém-se um maior comprimento efetivo da estrutura e neste caso a primeira frequência de ressonância é relacionada com o tamanho total do anel da matrioska expandido, Fig. 3.3, ou seja, $2 \times (\sum L_x + \sum L_y) \approx \lambda_{ef}$. Além do comprimento total do anel, é ainda necessário considerar outras variáveis (constante dielétrica efetiva, largura da fita, espaçamento entre os anéis, periodicidade do arranjo, polarização, etc.) e uma aproximação analítica fica ainda mais difícil. Um procedimento prático de projeto é determinar o valor aproximado da primeira ressonância e após analisar numericamente as demais ressonâncias.

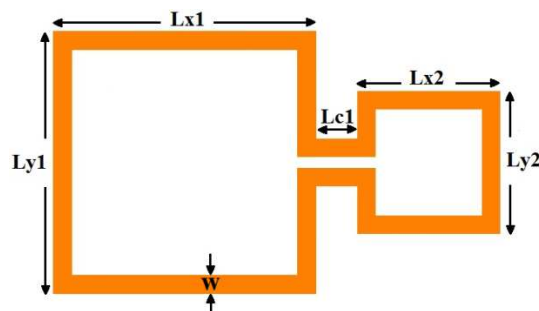


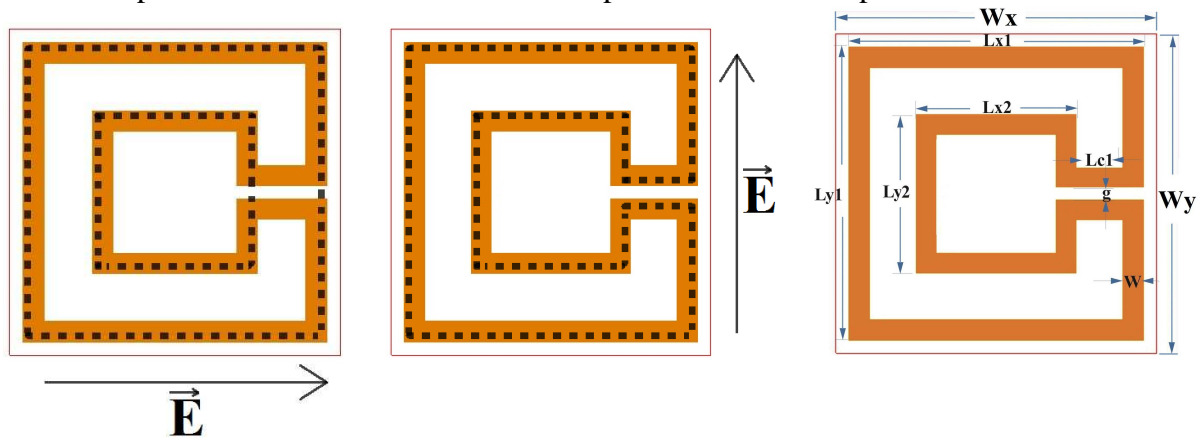
Fig. 3.3 – Matrioska com dois anéis expandida.

A partir da equação proposta em [12] a primeira frequência de ressonância pode ser calculada aproximadamente por:

$$f_{r1} = \frac{3 \times 10^8}{L_{ef} \sqrt{\epsilon_{ref}}} \quad (1)$$

onde, L_{ef} é o comprimento efetivo da geometria matrioska, ou seja, o tamanho linear resultante da interação entre o campo incidente e a forma geométrica da camada metalizada. É o caminho por onde o campo efetivamente acomoda-se sobre a superfície da geometria.

Destaca-se que o valor de L_{ef} depende da polarização do campo. Na Figura 3.4 são ilustradas as dimensões utilizadas no cálculo do comprimento efetivo e as dimensões básicas da geometria exemplificada. Vemos que quando a polarização está em x são consideradas apenas as dimensões dos anéis da geometria, Fig. 3.4a, já quando a polarização está em y são consideradas as dimensões dos anéis e os segmentos que ligam os anéis, Fig. 3.4b, ou seja, todo o comprimento da estrutura é considerado para o valor do comprimento efetivo.



(a) Polarização do campo em x (b) Polarização do campo em y (c) Dimensões básicas

Fig. 3.4 – Comprimento efetivo para uma geometria matrioska.

A constante dielétrica relativa efetiva, ϵ_{ref} , é definida por:

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_{refeCPW} + 1}{2} \quad (2)$$

Onde $\epsilon_{refeCPW}$ é a constante dielétrica relativa efetiva para um guia de onda coplanar (CPW, coplanar waveguide) [57], considerando o espaçamento entre a linha de transmissão e o plano terra, $S = 10 \times h$, Fig. 3.5, onde h é a espessura do substrato dielétrico utilizado. O valor referente à $\epsilon_{refeCPW}$ pode ser facilmente calculado usando um dos programas computacionais disponíveis [58], [59]. O valor de ϵ_{ref} em (2) é dado pela média entre a constante dielétrica

relativa efetiva referente ao guia de onda coplanar e o ar. Nota-se que a equação (1) é apenas uma aproximação, um valor inicial para um melhor procedimento numérico.

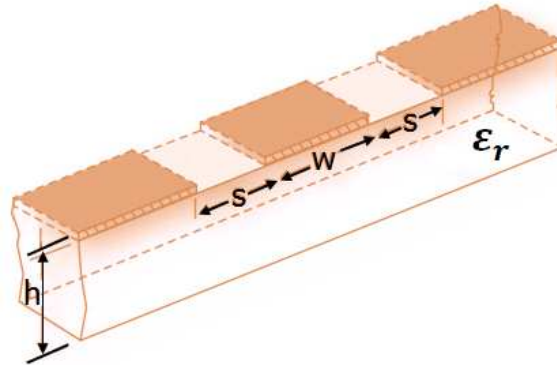
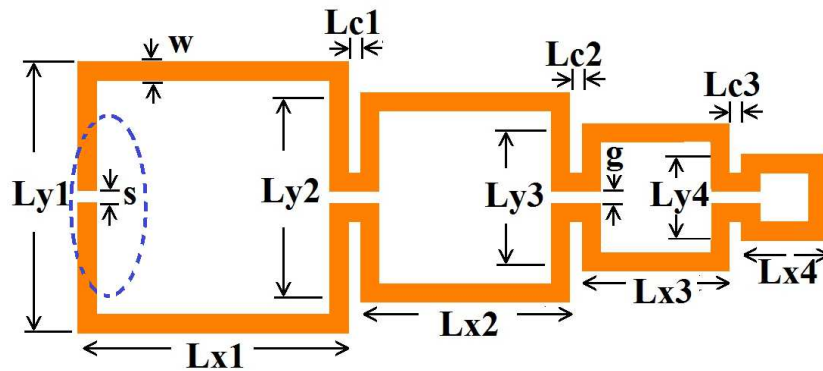
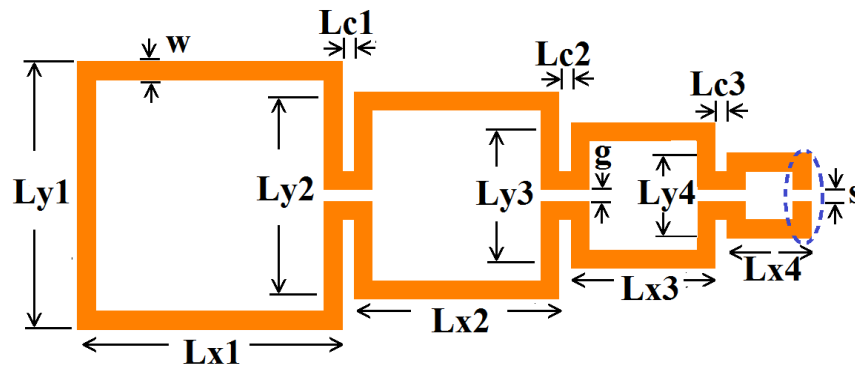


Fig. 3.5 – Ilustração de um guia de onda coplanar.

A geometria matrioska aberta é obtida pela inserção de uma fenda no anel da matrioska, Fig. 3.6, Neste caso, dependendo da polarização, a geometria matrioska aberta se comporta como um dipolo e quando comparada à geometria matrioska, frequências de ressonâncias ainda menores e um maior número de ressonâncias podem ser obtidas.



(a) Expandindo anéis da matrioska aberta com a fenda no anel externo



(b) Expandindo anéis da matrioska aberta com a fenda no anel interno.

Fig. 3.6 – Geometria básica da matrioska aberta.

Para a polarização x , uma aproximação para o valor da primeira frequência de ressonância para matrioska aberta pode ser obtido diretamente de (1). Para a polarização y , a primeira frequência de ressonância pode ser aproximada por:

$$f_{r1y} = \frac{3 \times 10^8}{2L_{ef}\sqrt{\epsilon_{ref}}} \quad (3)$$

A resposta em frequência da matrioska aberta, incluindo a dependência da polarização é analisada a seguir.

3.3. Análise da resposta em frequência da FSS

Em todos os casos considera-se que a FSS tem dimensões $240 \text{ mm} \times 240 \text{ mm}$, o que corresponde a um arranjo de 10×10 células unitárias, sendo cada uma com dimensões $W_x = W_y = 24 \text{ mm}$, com $w = 1,5 \text{ mm}$ e, quando presente, $g = 1,0 \text{ mm}$ e a fenda $s = 1,0 \text{ mm}$. Além disso, foi utilizado um substrato laminado padrão FR-4 de espessura $h = 0,97 \text{ mm}$, com constante dielétrica $\epsilon_r = 4,4$. A onda incide de forma perpendicular à superfície da FSS. Os resultados numéricos e a distribuição densidade de corrente elétrica utilizados nesta análise foram obtidos usando o programa comercial Ansoft DesignerTM e instalado em um computador pessoal com processador Intel I5-2410 2,3 GHz, 6 GB de memória, foram realizadas as simulações entre a faixa de varredura de 0,1 a 12 GHz, com configuração tipo interpolação e $step = 0,05 \text{ GHz}$.

Inicialmente, considera-se a geometria de anéis concêntricos com dois anéis, sendo $L_{x1} = L_{y1} = 22 \text{ mm}$ e $L_{x2} = L_{y2} = 12 \text{ mm}$. Neste caso, como é uma geometria simétrica, a resposta em frequência é a mesma para as polarizações x e y , como mostrado na Fig. 3.7. Na primeira frequência de ressonância, em 2,56 GHz, para ambas as polarizações, apenas o anel externo é excitado. No entanto, como se esperava, é muito importante enfatizar que, de acordo com a polarização, a distribuição de densidade de corrente elétrica é diferente, como mostrado na Fig. 3.8. Enquanto para a polarização x as regiões de mínimos da distribuição da densidade de corrente elétrica estão nos segmentos verticais do elemento, para a polarização y estas regiões encontram-se nos segmentos horizontais.

Na segunda frequência de ressonância, em 7,21 GHz, apenas o anel interno é excitado. Da mesma forma como para a primeira frequência de ressonância, a região de mínimo da distribuição da densidade de corrente elétrica está localizada nos segmentos horizontais do

elemento quando a polarização está na direção y , e nos segmentos verticais quando a polarização está em x .

Antes e após a primeira frequência de ressonância, 0,50 GHz e 4,30 GHz, pode ser observado claramente que os anéis não são excitados. Para a frequência de 8,60 GHz, após a segunda frequência de ressonância, os anéis são apenas parcialmente excitados.

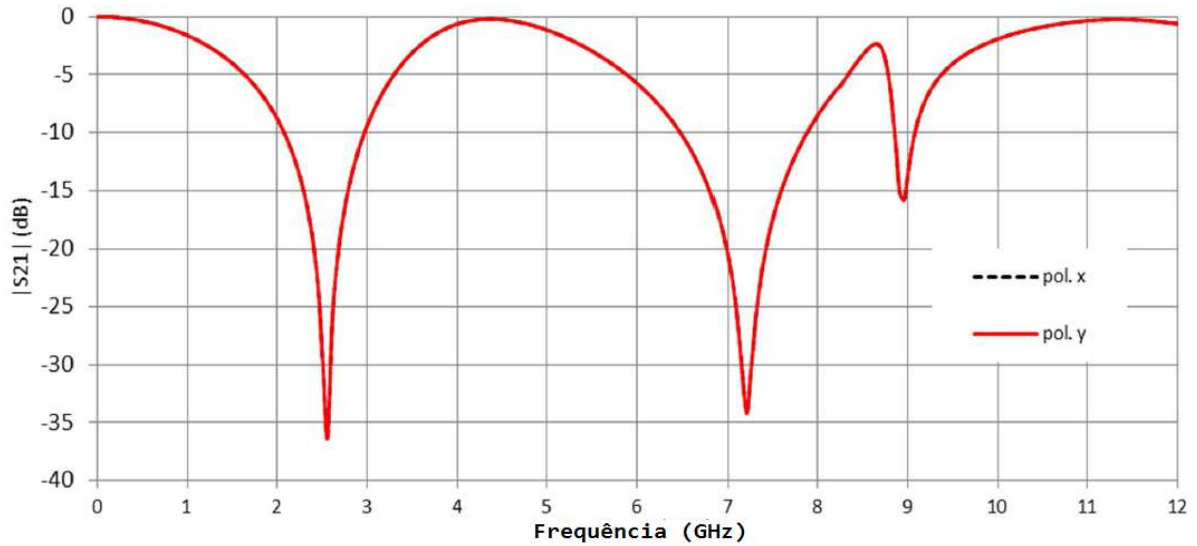


Fig. 3.7 – Resposta em frequência, $|S_{21}|$ (dB) x Frequência (GHz), para a FSS com dois anéis concêntricos quadrados, $L_{x1} = L_{y1} = 22\text{ mm}$ e $L_{x2} = L_{y2} = 12\text{ mm}$.

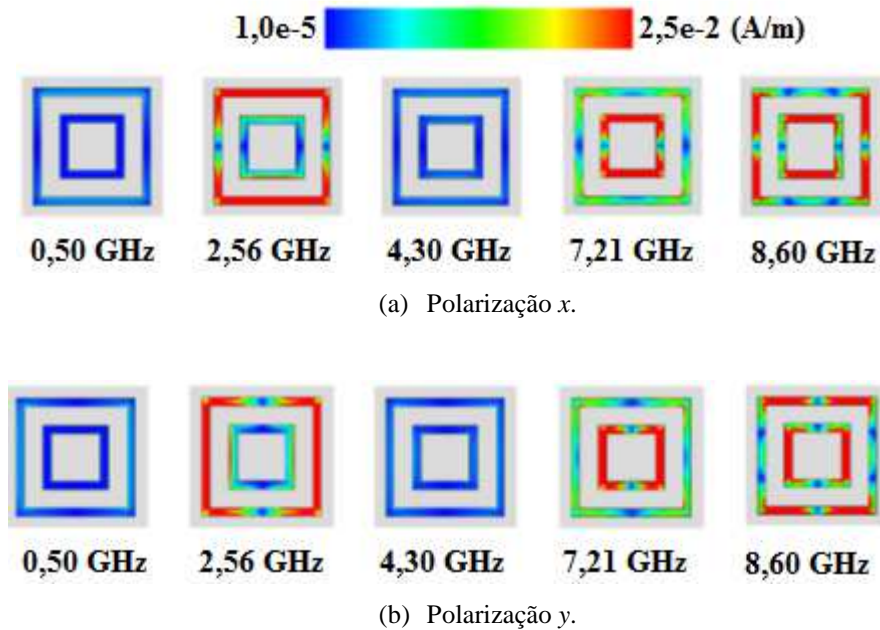


Fig. 3.8–Distribuição da densidade de corrente elétrica para FSS de anel concêntrico com dois anéis quadrados.

Na Fig. 3.9 é apresentada a resposta em frequência para a FSS matrioska com dois anéis, com dimensões $L_{x1} = L_{y1} = 22 \text{ mm}$ e $L_{x2} = L_{y2} = 12 \text{ mm}$. Por ser uma geometria assimétrica, as respostas em frequência são diferentes para as polarizações em x e y . Além disso, a primeira frequência de ressonância, 1,76 GHz, é menor do que a obtida com a FSS de anéis concêntricos quadrados, isso acontece devido a geometria matrioska possuir os anéis interconectados, aumentando o seu comprimento efetivo. Como apresentado na Fig. 3.10, na primeira ressonância a matrioska de dois anéis é excitada como sendo um único anel.

Pode-se observar na Fig. 3.10, que nas frequências fora das ressonâncias (0,50 GHz, 2,10 GHz e 5,91 GHz para a polarização na direção x ; 0,50 GHz, 2,36 GHz e 4,36 GHz para a polarização y) os anéis não são excitados. Similar ao comportamento dos anéis concêntricos quadrados em relação à distribuição da densidade de corrente elétrica, para a polarização x a região de mínimo da distribuição da densidade de corrente elétrica está nos segmentos verticais do elemento, enquanto que para a polarização y a região de mínimo está nos segmentos horizontais. Contudo, agora considera-se o anel matrioska expandido, Fig. 3.11. Para ressonâncias de ordem superior, os princípios permanecem os mesmos, mas a distribuição da densidade de corrente elétrica são mais complexas. Comparando a segunda ressonância na Fig. 3.10, pode-se dizer que o comprimento excitado para a polarização x é menor que para a polarização y , obtendo uma maior frequência de ressonância.

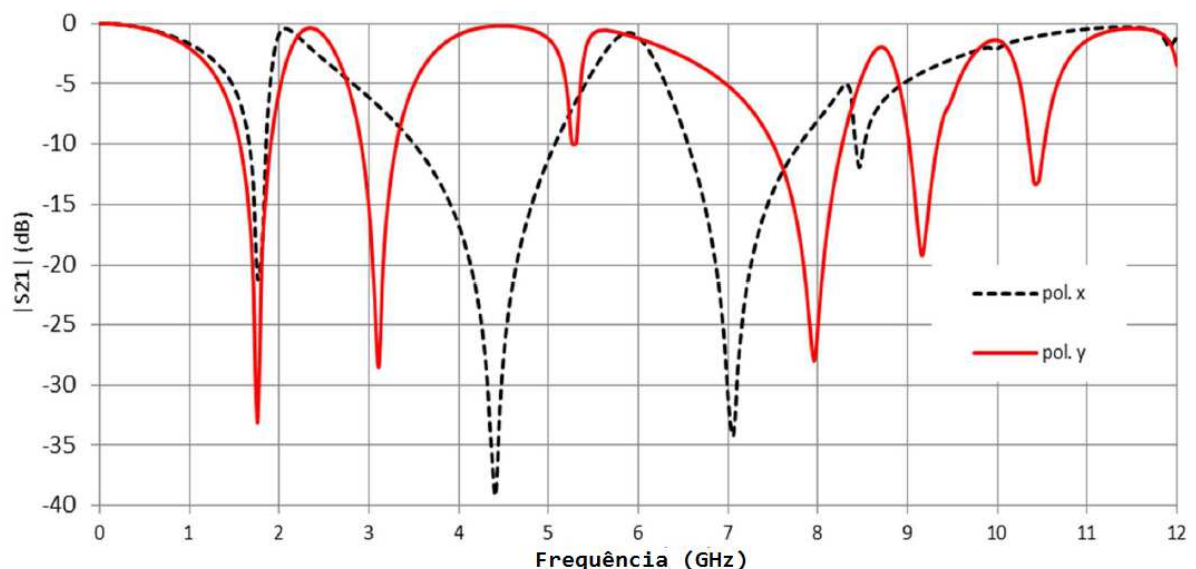


Fig. 3.9 – Resposta em frequência, $|S_{21}|(\text{dB})$ x Frequência (GHz), para a FSS matrioska com dois anéis,

$$L_{x1} = L_{y1} = 22 \text{ mm} \text{ e } L_{x2} = L_{y2} = 12 \text{ mm}.$$

Na Fig. 3.12 é apresentada a resposta em frequência para a FSS matrioska aberta com dois anéis, com dimensões $L_{x1} = L_{y1} = 22\text{ mm}$ e $L_{x2} = L_{y2} = 12\text{ mm}$. As correspondentes distribuições de densidade de corrente elétrica são apresentadas na Fig. 3.13. A resposta em frequência para a polarização x é bastante similar à obtida para a geometria matrioska, como pode ser visto na Fig. 3.14. Isso pode ser explicado devido a fenda do anel da matrioska aberta está localizada na região de mínimo da distribuição da densidade de corrente elétrica, Fig. 3.11 e 3.13. Assim, a presença da fenda não afeta a distribuição da densidade de corrente, e, portanto, não vai afetar a resposta em frequência.

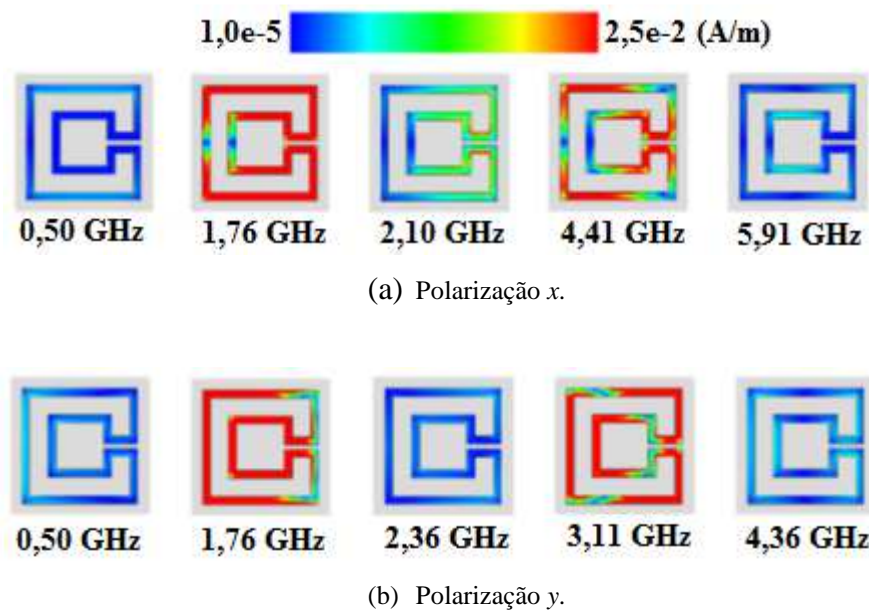


Fig. 3.10–Distribuição da densidade de corrente elétrica para FSS matrioska com dois anéis.



Fig. 3.11 – Distribuição da densidade de corrente elétrica considerando o anel da matrioska expandido.

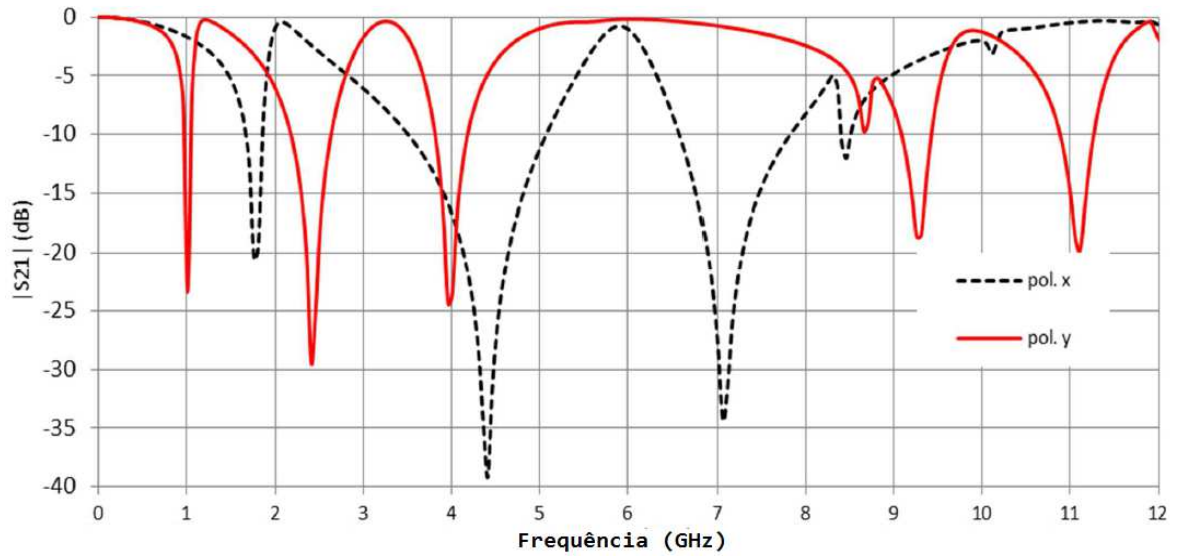


Fig. 3.12 – Resposta em frequência, $|S_{21}|(\text{dB}) \times \text{Frequência (GHz)}$, para a FSS matrioska aberta com dois anéis, $L_{x1} = L_{y1} = 22 \text{ mm}$ e $L_{x2} = L_{y2} = 12 \text{ mm}$.

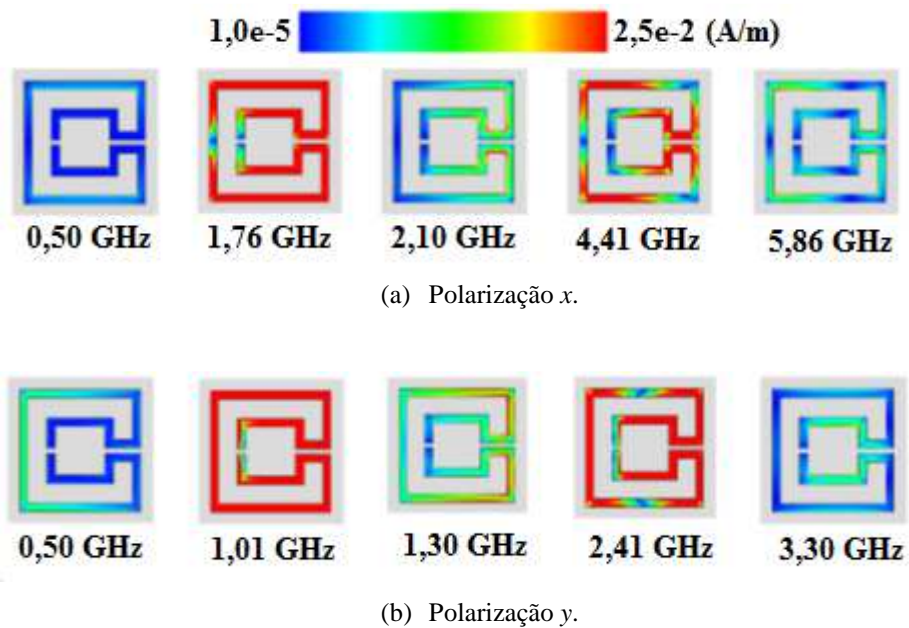


Fig. 3.13–Distribuição densidade de corrente elétrica para FSS matrioska aberta com dois anéis.

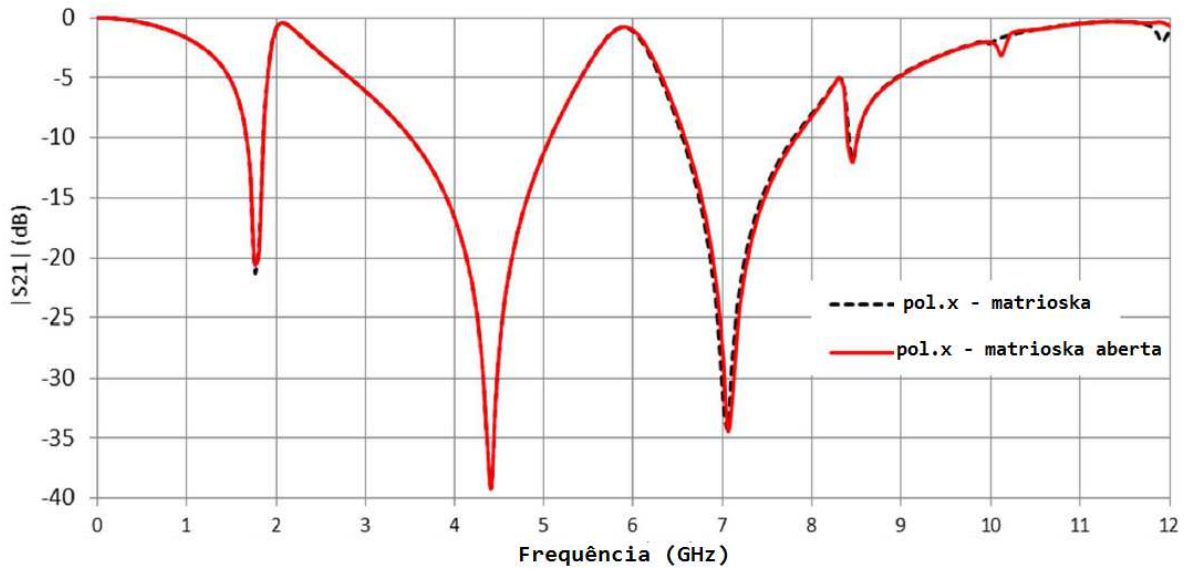


Fig. 3.14 – Resposta em frequência para a polarização x – matrioska e matrioska aberta.

Quando a polarização na direção y é analisada, verifica-se que a fenda está localizada na região de máximo da densidade de corrente elétrica. Portanto, afeta consideravelmente a resposta em frequência. Como uma estrutura aberta, o anel da matrioska aberta se comporta como um dipolo e sua primeira frequência de ressonância será aproximadamente metade do valor obtido para matrioska, o que é uma característica muito interessante em aplicações onde é necessário estruturas com menores dimensões.

Quando frequências de ressonâncias de ordem superior são consideradas, a distribuição da densidade de corrente elétrica é mais complexa, mas é evidente que o comportamento permanece, e as frequências de ressonâncias mais baixas são obtidas, como mostrado na Fig. 3.15.

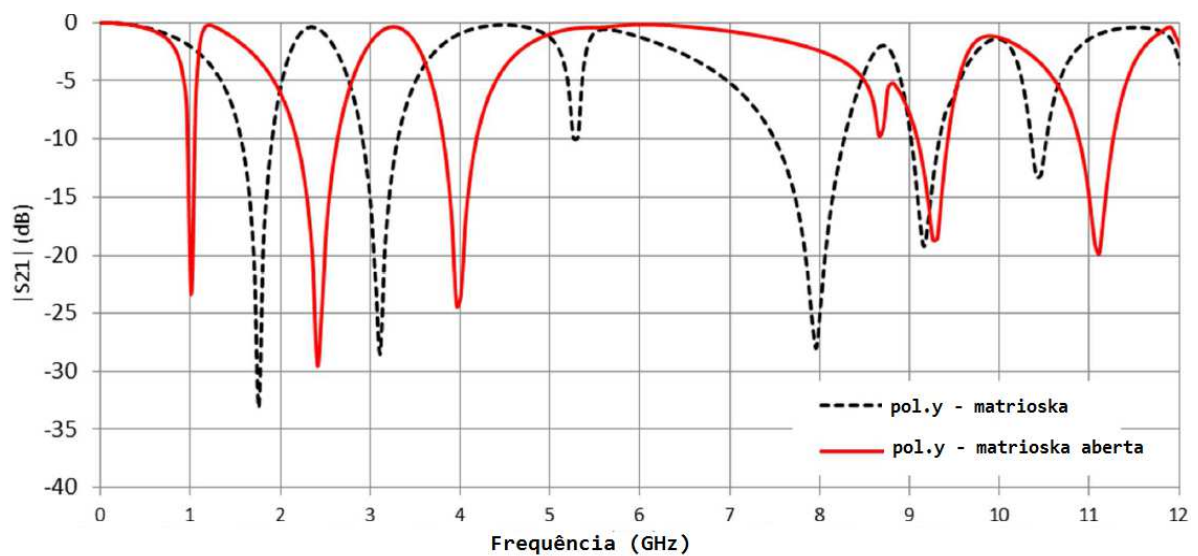


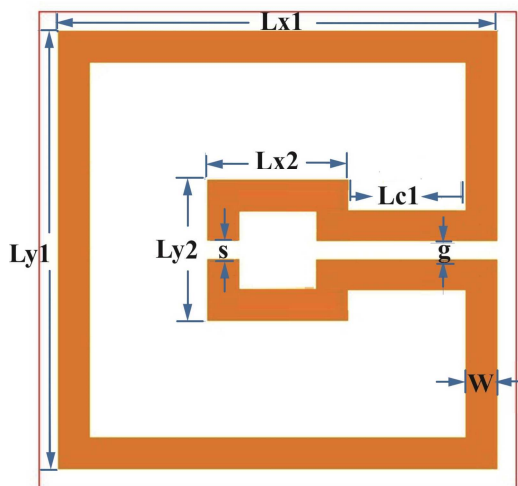
Fig. 3.15 – Resposta em frequência para a polarização y – matrioska e matrioska aberta.

Mesmo tendo considerado apenas a geometria com dois anéis, a análise dos resultados apresentada também pode ser aplicada a um número maior de anéis. Apesar da dependência da polarização, os resultados obtidos para a matrioska aberta, apresentando menores frequências de ressonância em relação às FSS matrioska e de anéis concêntricos, além do maior número de ressonâncias, são particularmente interessantes para aplicações RFID sem chip, despertando interesse nas pesquisas, podendo ser usada em diversas aplicações de sistemas de telecomunicações.

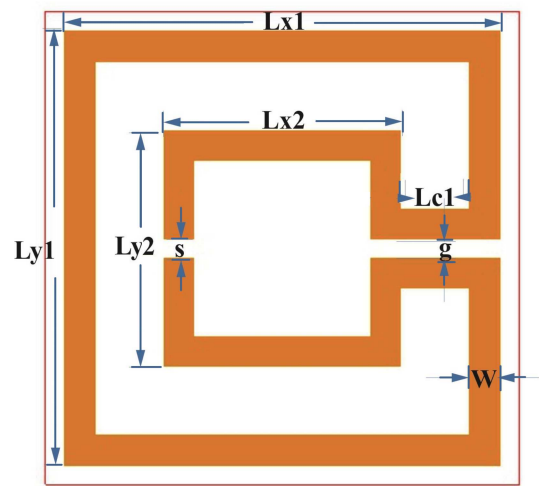
4. Caracterização das FSS

4.1. Introdução

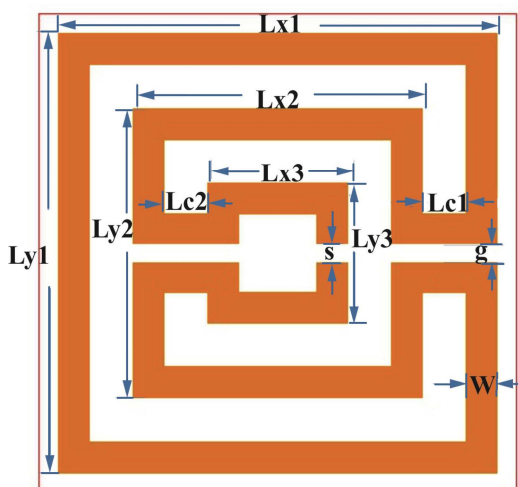
Com objetivo de comparar os resultados numéricos com resultados experimentais, seis FSS foram projetadas e caracterizadas numericamente, tendo sido utilizado o software comercial Ansoft DesignerTM. As FSS correspondem a arranjos periódicos de 10×10 unidades, distribuídos sobre um substrato dielétrico FR-4 ($h = 0,97 \text{ mm}$, $\epsilon_r = 4,4$ e $\tan\delta = 0,02$), de $240 \text{ mm} \times 240 \text{ mm}$. As dimensões das FSS projetadas são apresentadas na Fig. 4.1 e detalhadas na Tabela 1.



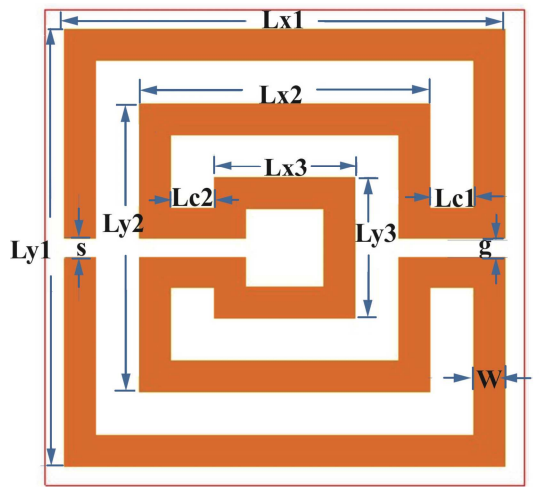
(a) Dois anéis (22mm, 7 mm), fenda interna.



(b) Dois anéis (22 mm, 12 mm), fenda interna.



(c) Três anéis, fenda interna.



(d) Três anéis, fenda externa.

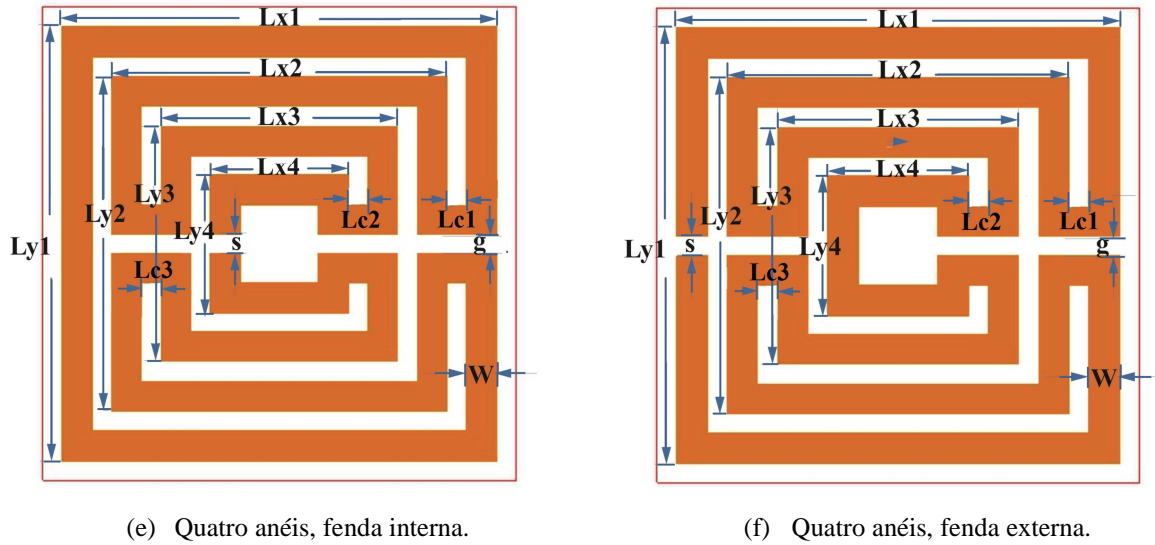


Fig. 4.1 – Matrioska aberta com dois, três e quatro anéis.

Tabela 1: Dimensões básicas para as FSS construídas.

Descrição das FSS	Dois anéis (22 mm, 7mm) fenda interna	Dois anéis (22 mm, 12mm) fenda interna	Três anéis, fenda interna	Três anéis, fenda externa	Quatro anéis, fenda interna	Quatro anéis, fenda externa
$Lx1 = Ly1$, (mm)	22,0	22,0	22,0	22,0	22,0	22,0
$Lx2 = Ly2$, (mm)	7,0	12,0	14,5	14,5	17,0	17,0
$Lx3 = Ly3$, (mm)	-	-	7,0	7,0	12,0	12,0
$Lx4 = Ly4$, (mm)	-	-	-	-	7,0	7,0
$Lc1$, (mm)	6,0	3,5	2,25	2,25	1,0	1,0
$Lc2=Lc3$, (mm)	-	-	2,25	2,25	1,0	1,0
g , (mm)	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
s , (mm)	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
Comprimento do anel, (mm)	125	140	178	178	231	231

Além de caracterizadas numericamente, as FSS projetadas foram fabricadas e caracterizadas experimentalmente. As medições foram realizadas no Laboratório de Medidas em Micro-ondas do GTEMA/IFPB. Os resultados experimentais foram obtidos utilizando um analisador de rede vetorial, modelo E5071C *Agilent* e duas antenas cornetas da marca *A. H.*

Systems, modelo SAS-571, para uma faixa de frequência de 0,7 GHz a 18 GHz. A Fig. 4.2 apresenta o *setup* de medição utilizado. As medições foram realizadas de 1,0 GHz a 14 GHz, sendo consideradas as polarizações x e y . Na Figura 4.3 são apresentadas as fotografias das FSS fabricadas.

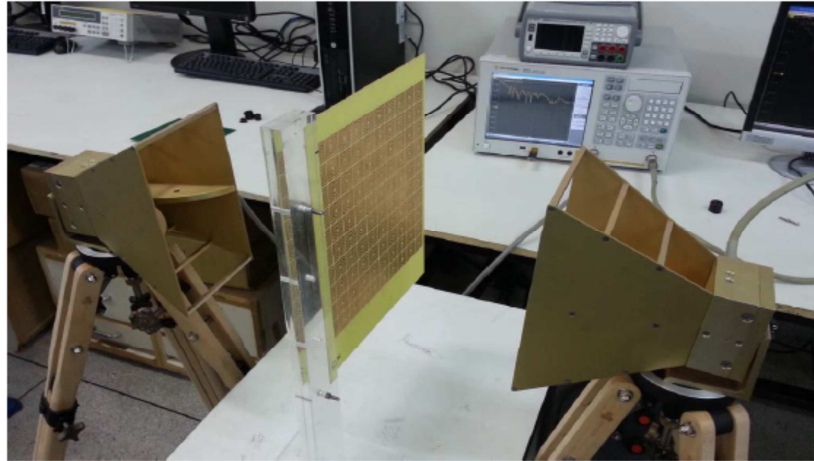
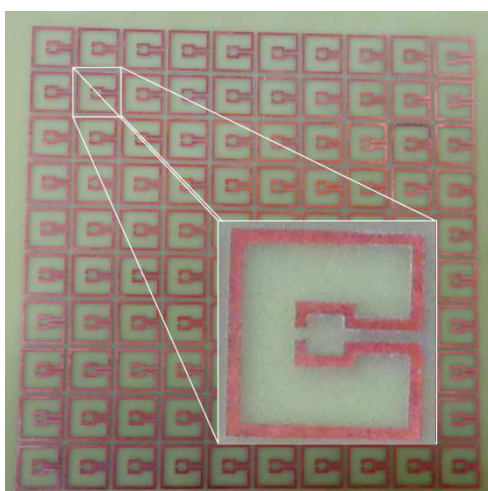
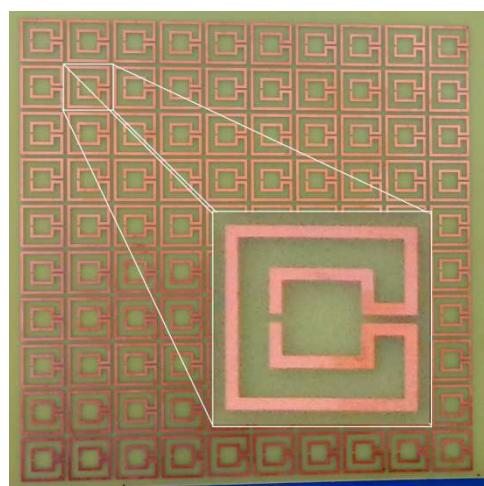


Fig. 4.2–*Setup* de medição.

Com o propósito de padronizar as medições realizadas, foi estabelecido um espaçamento fixo entre as duas antenas e colocados suportes horizontais e verticalmente alinhados, conforme mostrado no *setup* de medição da Fig. 4.2.



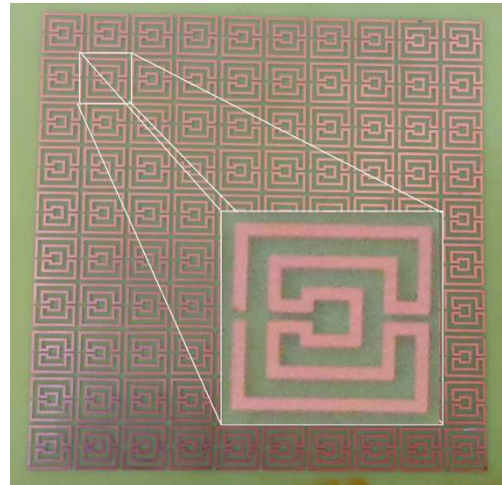
(a) Dois anéis (22 mm, 7 mm), fenda interna.



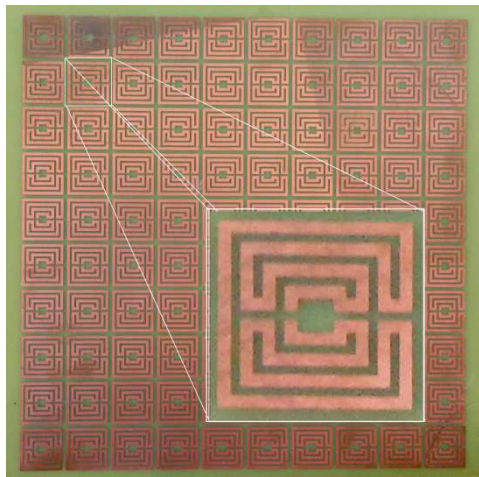
(b) Dois anéis (22 mm, 12 mm), fenda interna.



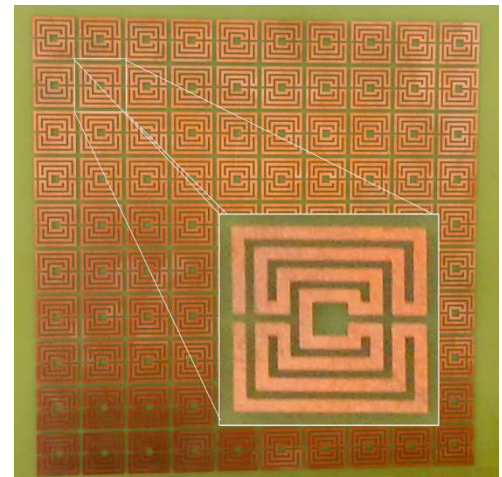
(c) Três anéis, fenda interna.



(d) Três anéis, fenda externa.



(e) Quatro anéis, fenda interna.



(f) Quatro anéis, fenda externa.

Fig. 4.3 - Protótipos das FSS matrioska aberta confeccionadas.

4.2. Efeito do Comprimento Efetivo na FSS com Geometria Matrioska Aberta

Um dos aspectos analisados foi a influência do comprimento efetivo da geometria matrioska aberta. Com esse propósito foram consideradas 4 FSS com geometria matrioska aberta, fenda no anel interno, com 2, 3 e 4 anéis, Fig. 4.1, cujas dimensões encontram-se detalhadas na Tabela 1. A Fig. 4.4 apresenta as respostas em frequências para essas 4 FSS, considerando a polarização x . De uma maneira geral, verifica-se um comportamento multiressonante e uma sensível redução da frequência de ressonância, obtendo-se a relação de até $W_x/\lambda_0 \approx 0,11$, para a frequência de ressonância de 1,39 GHz.

Para facilitar a análise desses resultados, observe-se a faixa de frequência até 6 GHz, Fig. 4.5.

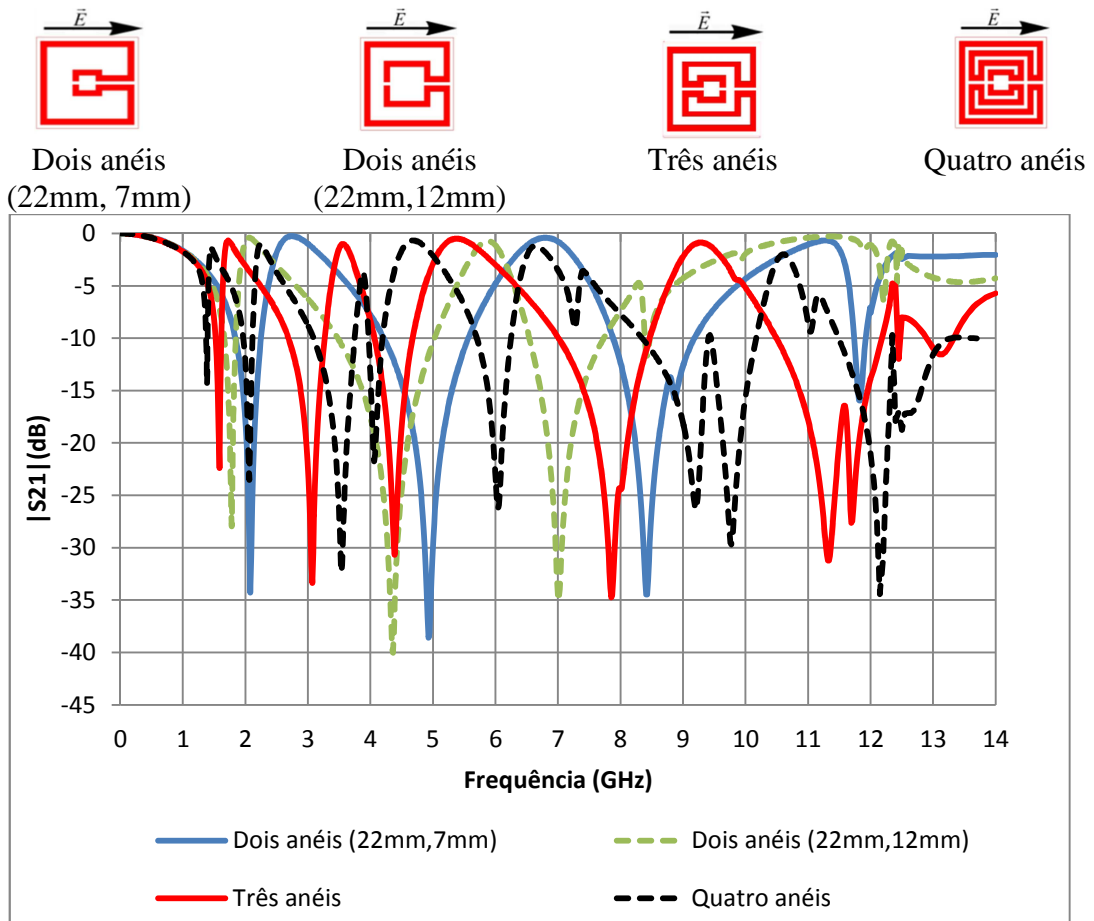


Fig. 4.4 – Respostas em frequência para as FSS com 2, 3 e 4 anéis, com fenda interna e polarização em x.

Analisando a faixa inicial de frequência, verifica-se que com o aumento do comprimento efetivo, a primeira frequência de ressonância varia gradativamente de 2,08 GHz a 1,39 GHz. Entretanto, essa redução também é acompanhada por uma redução na intensidade da ressonância de aproximadamente -34 dB a -14 dB, o que pode ser uma desvantagem em algumas aplicações.

Considerando agora a 2^a ressonância de cada estrutura, novamente verifica-se um comportamento similar da redução da frequência de ressonância, variando de aproximadamente 4,9 GHz para 2,1 GHz. Destaque-se que embora ocorra uma redução da intensidade da ressonância, essa é menor do que no caso da primeira ressonância, variando de -38 dB para -23 dB.

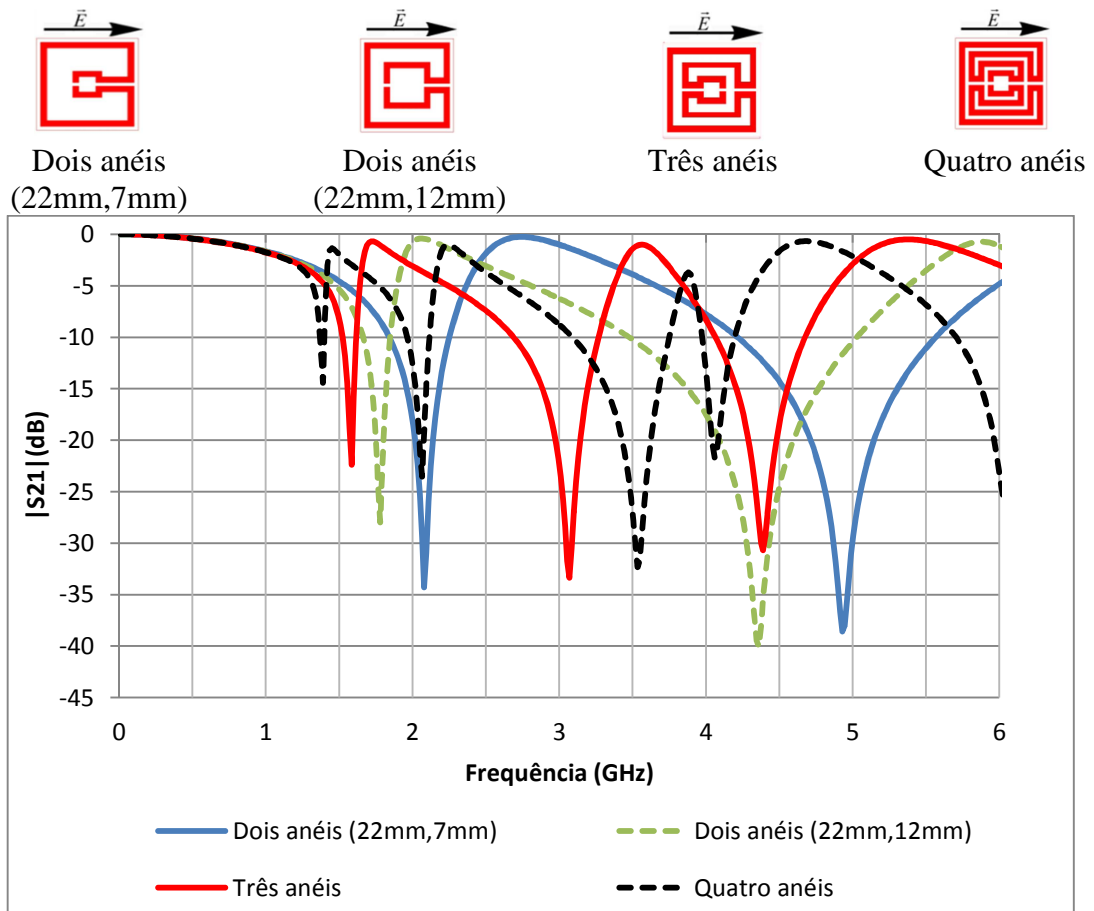


Fig. 4.5 – Respostas em frequência até 6 GHz para as FSS com 2, 3 e 4 anéis, com fenda interna e polarização em x .

Ainda considerando a faixa de frequência até 6 GHz, observa-se que apenas as FSS com 3 e 4 anéis apresentaram uma terceira ressonância, o que pode decorrer do aumento do comprimento efetivo do anel matrioska, como pode ser consequência do acoplamento entre os anéis.

A Fig. 4.6 apresenta as respostas em frequências considerando a polarização y . De maneira similar à polarização x , analisando a faixa de frequência até 6 GHz, Fig. 4.7, primeiramente, percebe-se que as duas FSS com dois anéis, onde varia apenas as dimensões do anel interno, apresentam respostas em frequências semelhantes em relação à primeira frequência de ressonância, 1,01 GHz para os dois casos, e a intensidade dessas frequências, -23,4 dB e -24,2 dB, respectivamente, como também apresenta semelhança quanto ao número de ressonâncias, três ressonâncias. Quando se aumenta o comprimento efetivo, a primeira frequência apresenta uma pequena redução, passando de 1,01 GHz a 0,82 GHz, obtendo uma relação $W_x/\lambda_0 = 0,065$, para FSS com quatro anéis, essa relação é bastante interessante para aplicações como RFID *chiplless*. Assim como aconteceu com a polarização em x , essa redução

veio acompanhada de uma redução da intensidade das ressonâncias, passando de -24 dB para -17 dB, o que pode ser considerado uma desvantagem.

Verifica-se também que as FSS com 3 e 4 anéis apresentaram 5 ressonâncias, duas a mais que as outras FSS analisadas, assim como na polarização em x , isso pode estar relacionado ao aumento do comprimento efetivo da estrutura ou ao acoplamento entre os anéis da matrioska.

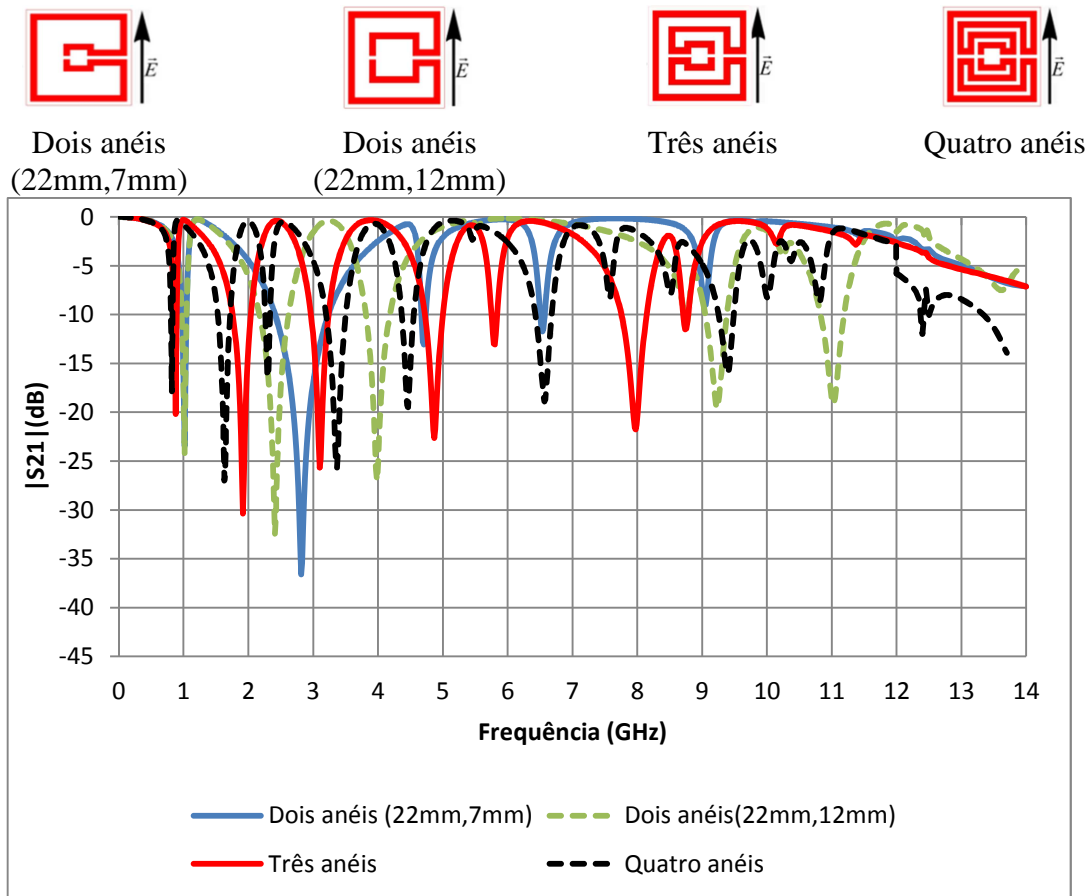


Fig. 4.6 – Respostas em frequência para as FSS com 2, 3 e 4 anéis, com fenda interna e polarização em y .

Observando-se a 2ª ressonância de cada estrutura, polarização em y , com o aumento do comprimento efetivo, percebe-se um comportamento similar ao que aconteceu com a polarização em x , ou seja, houve uma redução da ressonância de 2,81 GHz até 1,63 GHz, acompanhado também de uma redução da intensidade de cada ressonância, passando de -36 dB para -27 dB.

Pode-se perceber pelos resultados analisados que o aumento do comprimento efetivo provoca comportamento semelhante tanto para a polarização x , quanto para a polarização y . Contudo, o estudo das ressonâncias, tanto na polarização x como na polarização y , ainda requerem uma maior investigação, sendo proposto ao final deste trabalho.

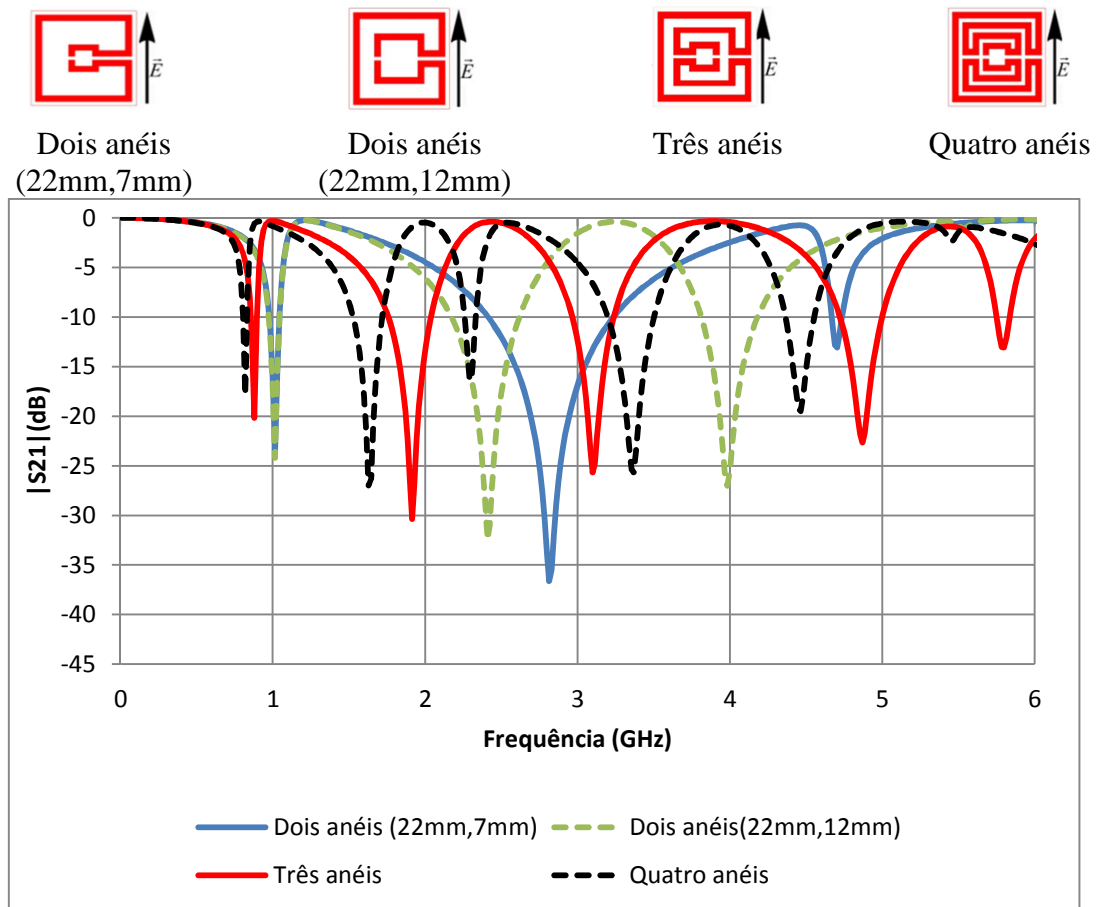


Fig. 4.7 – Respostas em frequência até 6 GHz para as FSS com 2, 3 e 4 anéis, com fenda interna e polarização em y .

4.3. Efeito da Posição da Fenda na Geometria Matrioska Aberta

Outro aspecto analisado foi a posição da fenda na geometria matrioska aberta. Foram analisadas as FSS com 3 e 4 anéis, com a fenda localizada nos anéis interno e externo. A polarização em x não foi considerada nesta análise devido a fenda, tanto no anel interno, quanto no externo, está localizada na região de mínimo da distribuição da densidade de corrente elétrica, como visto no capítulo 3, e portanto não provoca mudanças significativas no comportamento ressonante.

A Fig. 4.8 apresenta as respostas em frequência para a FSS com três anéis, considerando a polarização y . Verificou-se que a presença da fenda no anel interno da

matrioska aberta não altera a frequência da primeira ressonância, entretanto, provoca aumento no número de ressonâncias em relação a fenda localizada no anel externo, como mostra a Fig. 4.9, destacando a resposta em frequência até 6 GHz, passando de 2 para 4 ressonâncias. Percebe-se também uma melhor distribuição das ressonâncias ao longo da faixa de frequência analisada, quando a fenda está no anel interno, porém diminui a intensidade da primeira ressonância, passando de -27 dB para -20 dB. Vemos também que com a fenda no anel externo da estrutura as frequências 1,91 GHz e 3,1 GHz presentes na estrutura com a fenda interna são praticamente anuladas.

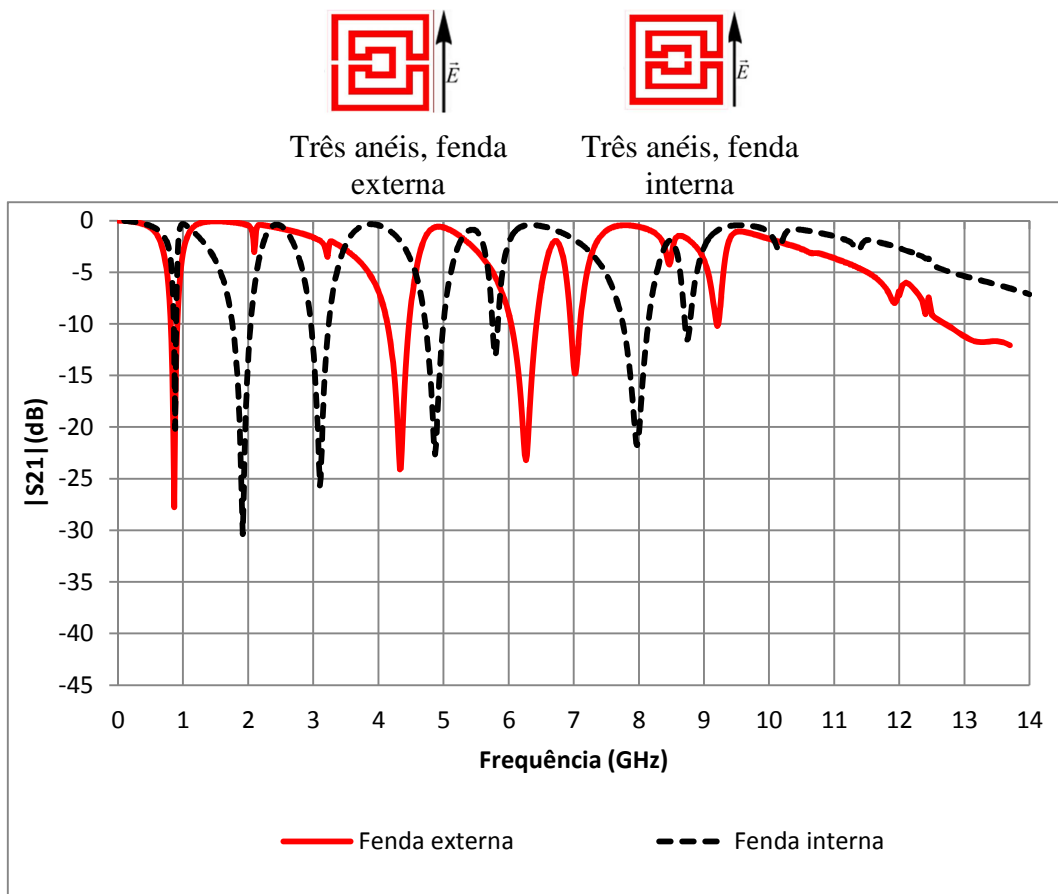


Fig. 4.8 – Respostas em frequência para FSS com 3 anéis e polarização em y.

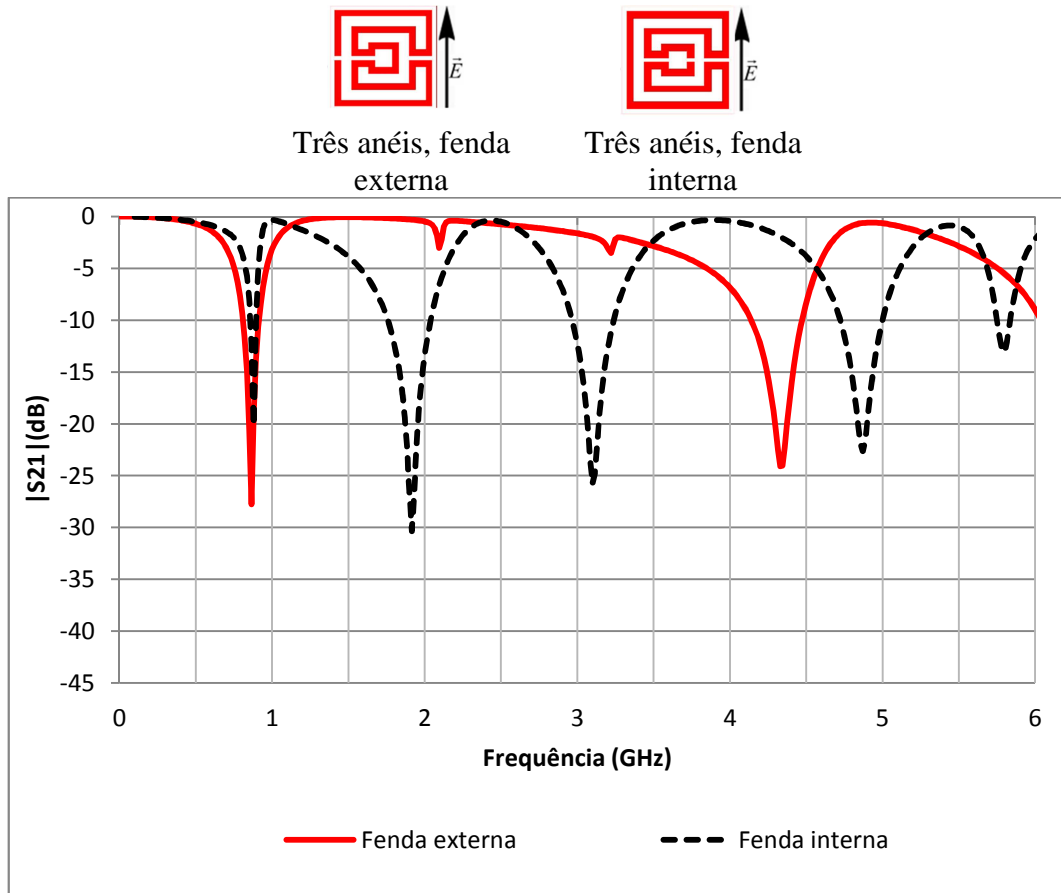


Fig. 4.9 – Respostas em frequência até 6 GHz para FSS com 3 anéis e polarização em y.

A Fig. 4.10 apresenta as respostas em frequência para a FSS com quatro anéis, com a polarização em y. Semelhante ao que aconteceu com a matrioska com três anéis, a presença da fenda no anel interno da matrioska aberta não altera a frequência da primeira ressonância, entretanto, provoca aumento no número de ressonâncias em relação à fenda localizada no anel externo. Tomando como referência a resposta em frequência até 6 GHz, Fig. 4.11, a matrioska aberta com quatro anéis e fenda interna apresentou 5 ressonâncias, já com a fenda no anel externo apresentou 4 ressonâncias. Uma melhor distribuição das ressonâncias ao longo da faixa de frequência avaliada foi observado quando a fenda está no anel interno, similar ao que aconteceu com a matrioska aberta com três anéis, como também diminuiu a intensidade da primeira ressonância, passando de -24 dB para -17 dB, a mesma diferença obtida para a matrioska aberta com três anéis, ou seja, 7 dB. Nota-se também que as frequências 1,63 GHz e 2,29 GHz presentes na estrutura com a fenda interna são praticamente anuladas quando a fenda passa para o anel externo.

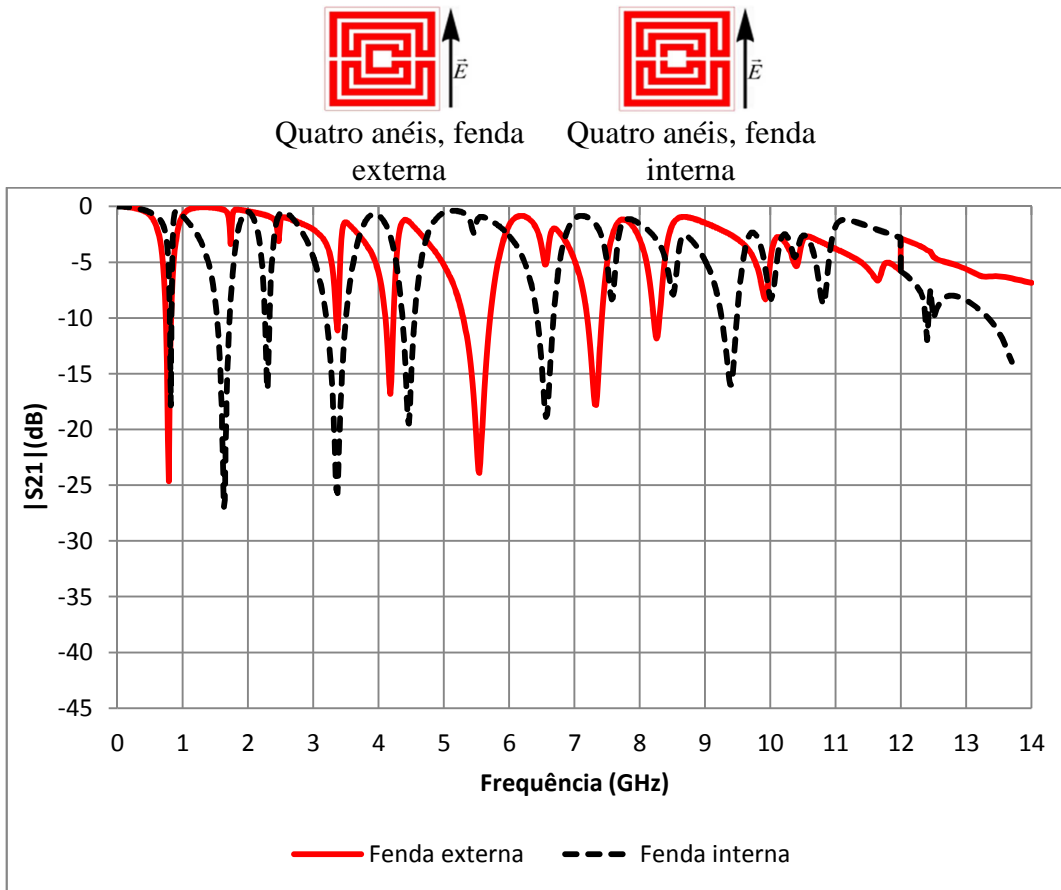


Fig. 4.10 – Respostas em frequência para FSS com 4 anéis e polarização em y.

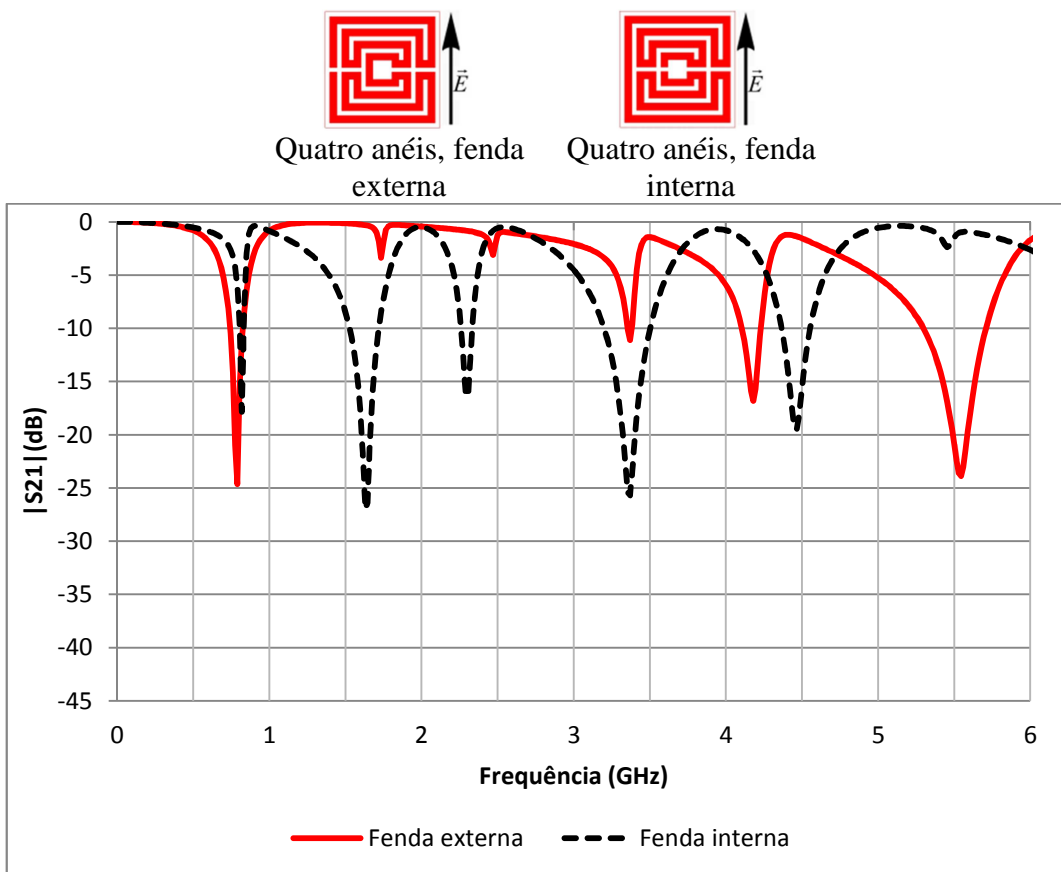


Fig. 4.11 – Respostas em frequência até 6 GHz para FSS com 4 anéis e polarização em y.

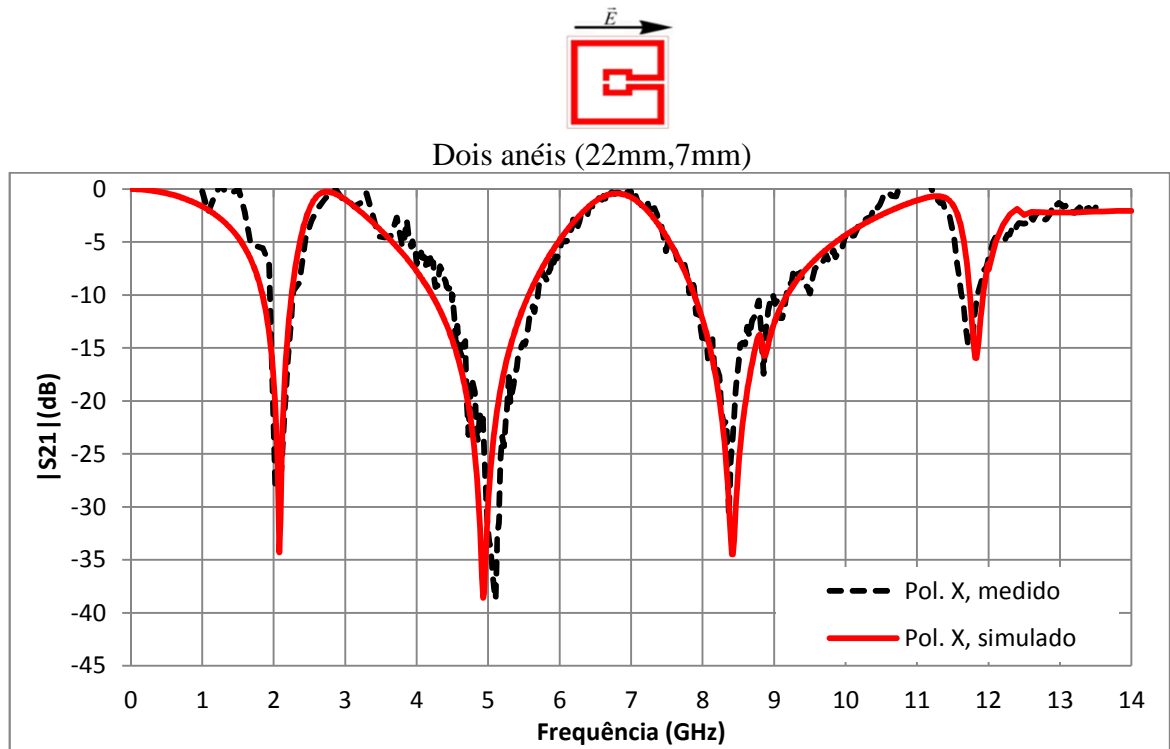
4.4. Caracterização Experimental das FSS com Geometria Matrioska Aberta

As FSS fabricadas, Fig. 4.1 e 4.3, detalhadas na Tabela 1, foram caracterizadas experimentalmente, baseadas na medição do módulo do coeficiente de transmissão, $|S_{21}|$. A largura da fita, w , é $1,5\text{ mm}$; o espaçamento entre as linhas que ligam os anéis, g , é $1,0\text{ mm}$ e as fendas, s , têm dimensões de $1,0\text{ mm}$.

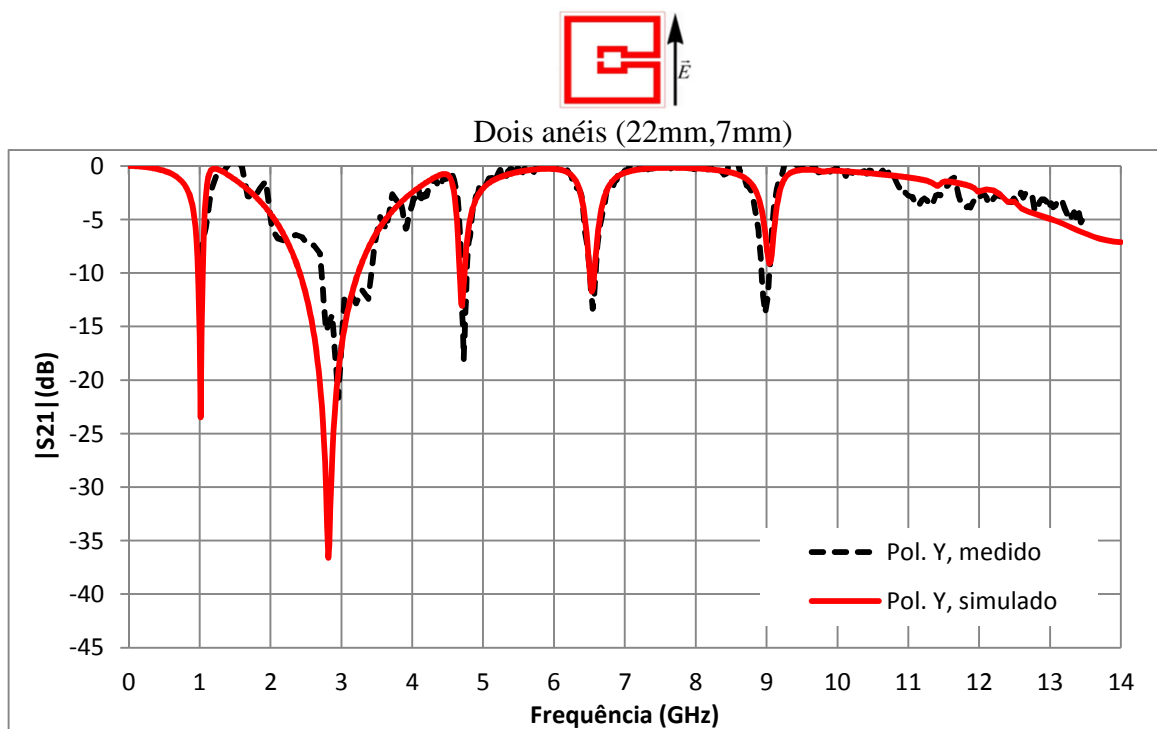
Nas Figs. 4.12-4.14 e 4.16 são comparados os resultados numéricos e medidos para a FSS matrioska aberta com 2, 3 e 4 anéis com a fenda localizada no anel interno, já as Figs. 4.15 e 4.17 apresentam os resultados numéricos e medidos para a FSS matrioska aberta com 3 e 4 anéis com a fenda no anel externo, observando-se em todas as FSS uma concordância muito boa entre os resultados medidos e simulados, com a diferença para a primeira ressonância variando de 0,62% a 5,95% para a polarização em x , e 1% a 1,25% para a polarização y , Tabelas 2 e 3.

Com a fenda localizada no anel externo da matrioska aberta, o comportamento da resposta em frequência é semelhante à FSS com a fenda no anel interno, ou seja, quando aumenta-se o número de anéis, há uma diminuição da primeira frequência de ressonância, tanto para polarização em x quanto em y .

Analisando o número de frequências, outro comportamento interessante é observado. Se adotarmos o nível de referência em -10 dB , para a polarização em x , com a fenda no anel interno da matrioska aberta, pelo menos 4, 5 e 9 ressonâncias são obtidas para as FSS com 2, 3 e 4 anéis, respectivamente. Da mesma forma, para a polarização em y , são obtidas 5, 7 e 9 ressonâncias, respectivamente. Diante disto, temos que o número de ressonâncias, para a matrioska aberta com a fenda no anel interno, pode ser variado com o número de anéis, sem aumentar as dimensões da célula unitária. Considerando a fenda no anel externo, quando a polarização está em x , há um aumento no número de ressonância, semelhante ao comportamento da FSS com a fenda no anel interno, porém quando polarizado em y , não há aumento no número de ressonâncias.



(a) Polarização x. $Lx1 = Ly2 = 22$ mm, $Lx2 = Ly2 = 7$ mm



(b) Polarização y. $Lx1 = Ly2 = 22$ mm, $Lx2 = Ly2 = 7$ mm.

Fig. 4.12 - Resultados medidos e numéricos para resposta em frequência da FSS com 2 anéis (22mm, 7 mm) da matrioska aberta com a fenda no anel interno.

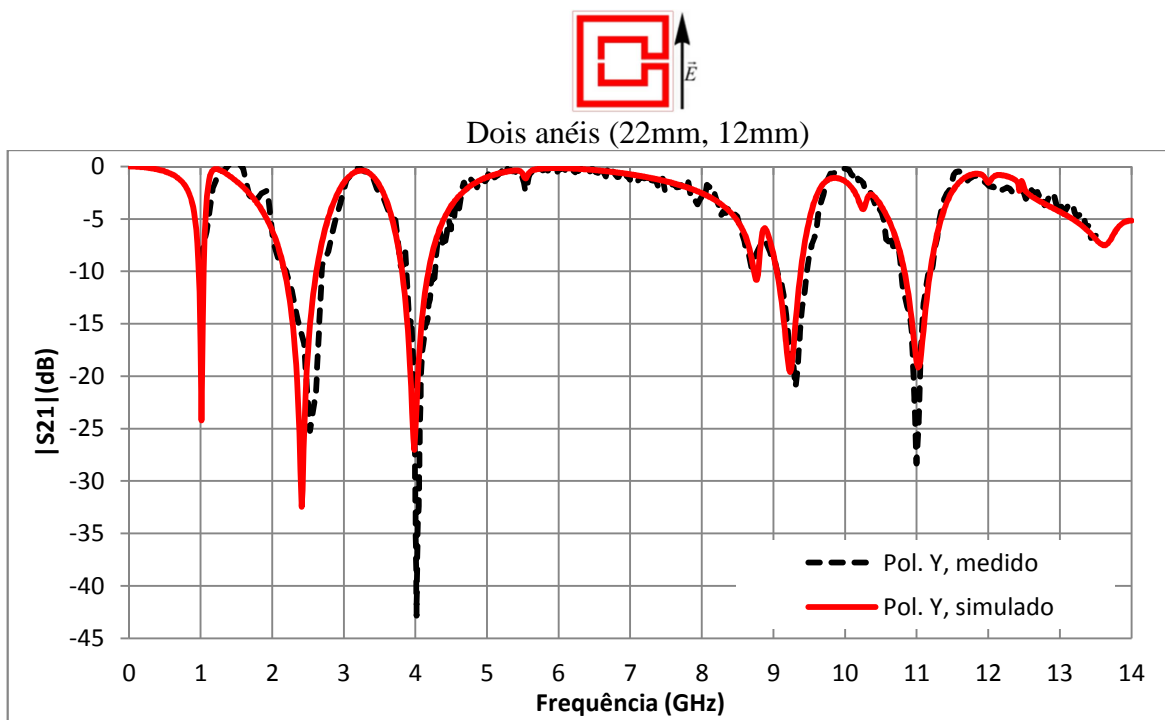
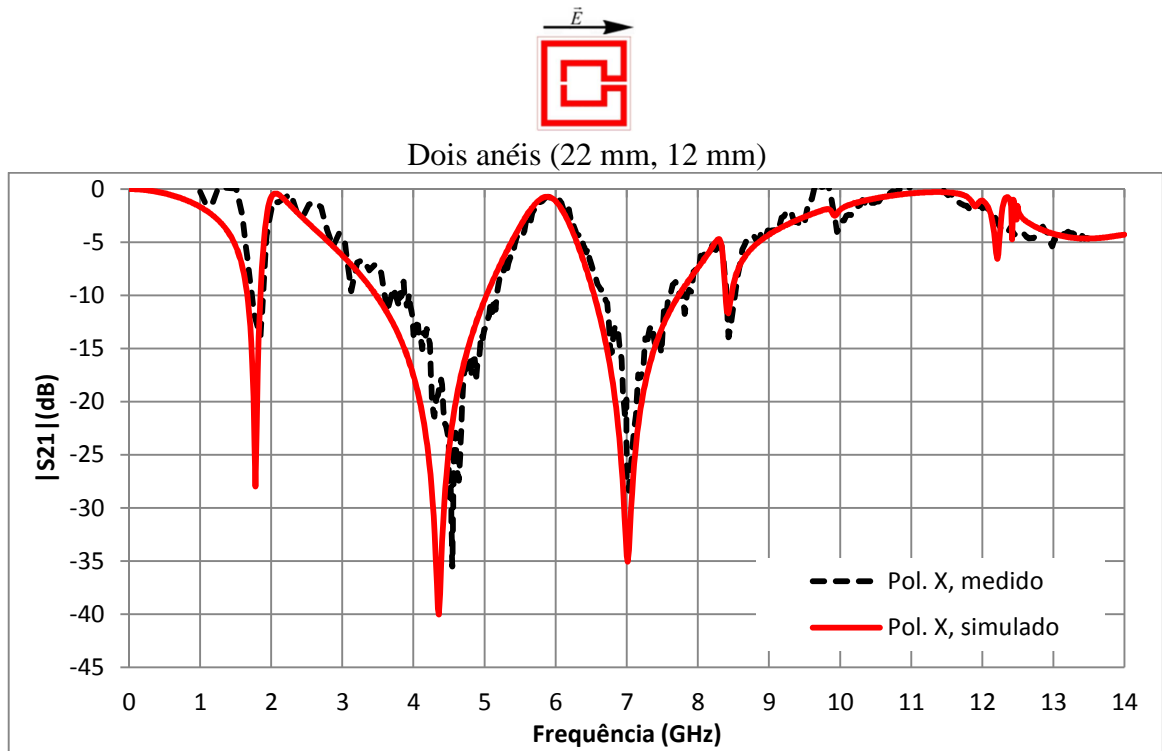
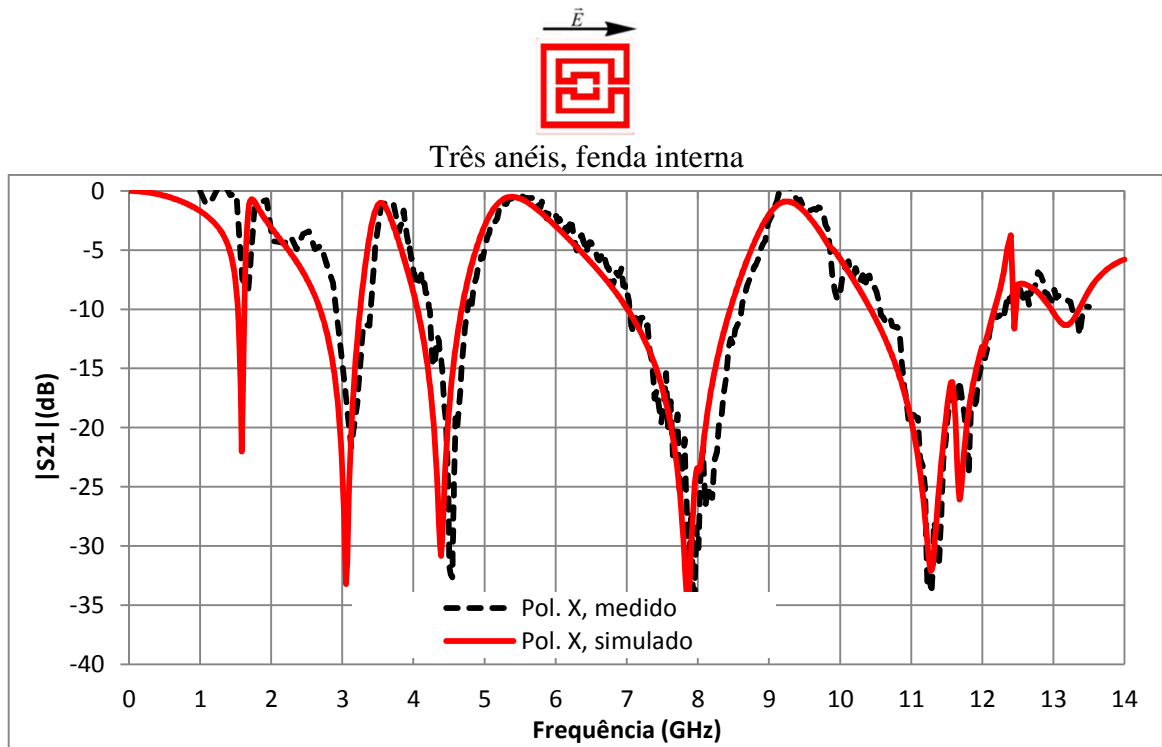
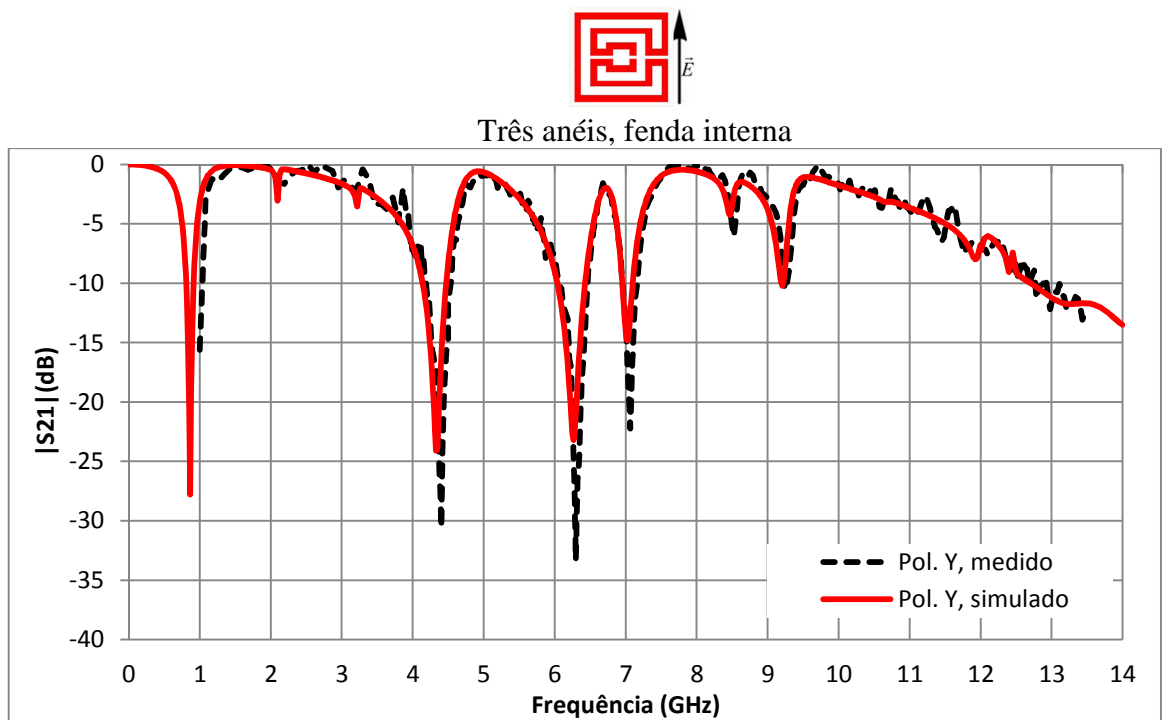


Fig. 4.13 - Resultados medidos e numéricos para resposta em frequência da FSS com 2 anéis (22mm, 12 mm) da matrioska aberta com a fenda no anel interno.

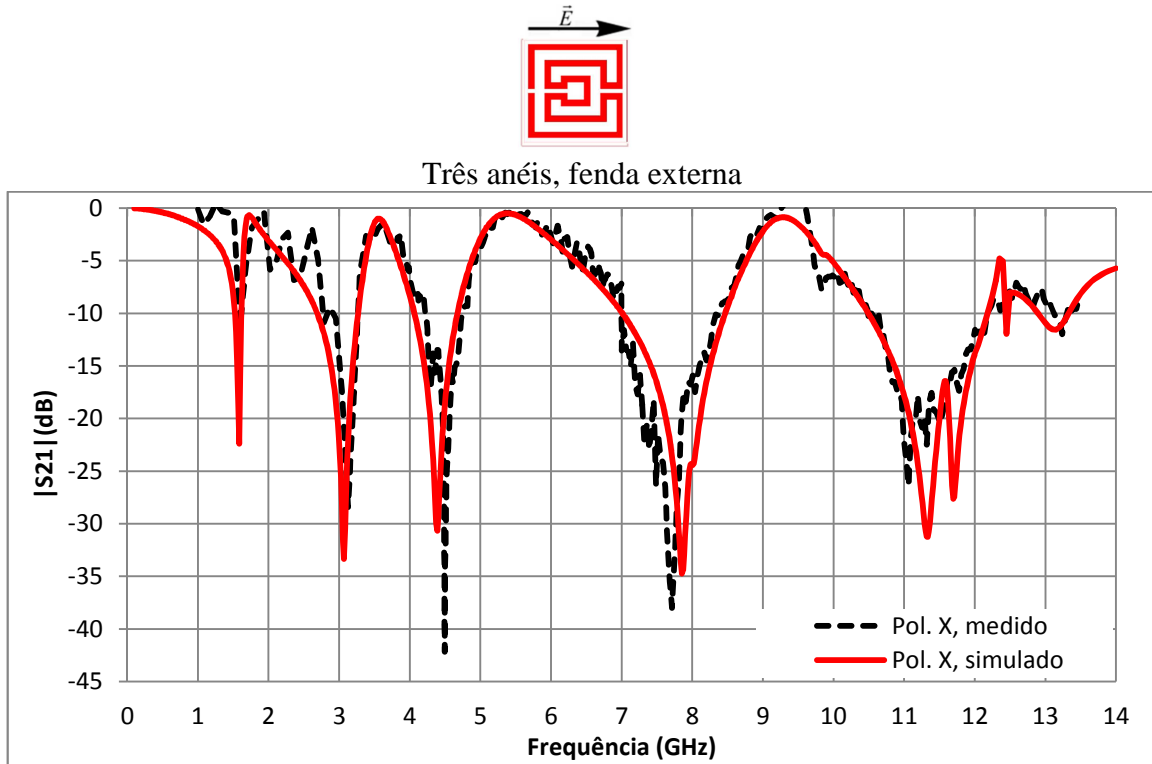


(a) Polarização x . $L_{x1} = L_{y2} = 22 \text{ mm}$, $L_{x2} = L_{y2} = 14 \text{ mm}$, $L_{x3} = L_{y3} = 7 \text{ mm}$.

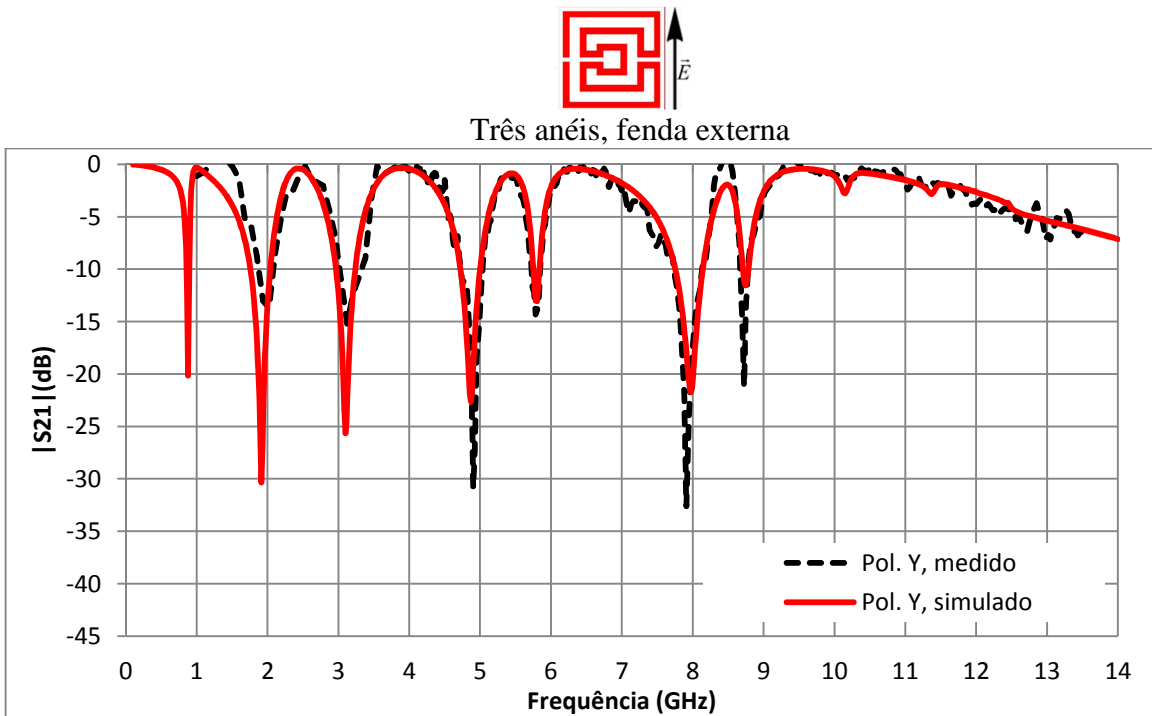


(b) Polarização y . $L_{x1} = L_{y2} = 22 \text{ mm}$, $L_{x2} = L_{y2} = 14 \text{ mm}$, $L_{x3} = L_{y3} = 7 \text{ mm}$.

Fig. 4.14 - Resultado medidos e numéricos para a resposta em frequência da FSS com 3 anéis para a matrioska aberta com a fenda no anel interno.



(a) Polarização x. $L_{x1} = L_{y2} = 22$ mm, $L_{x2} = L_{y2} = 14$ mm, $L_{x3} = L_{y3} = 7$ mm.



(b) Polarização y. $L_{x1} = L_{y2} = 22$ mm, $L_{x2} = L_{y2} = 14$ mm, $L_{x3} = L_{y3} = 7$ mm.

Fig. 4.15 - Resultado medidos e numéricos para a resposta em frequência da FSS com 3 anéis para a matrioska aberta com a fenda no anel externo.

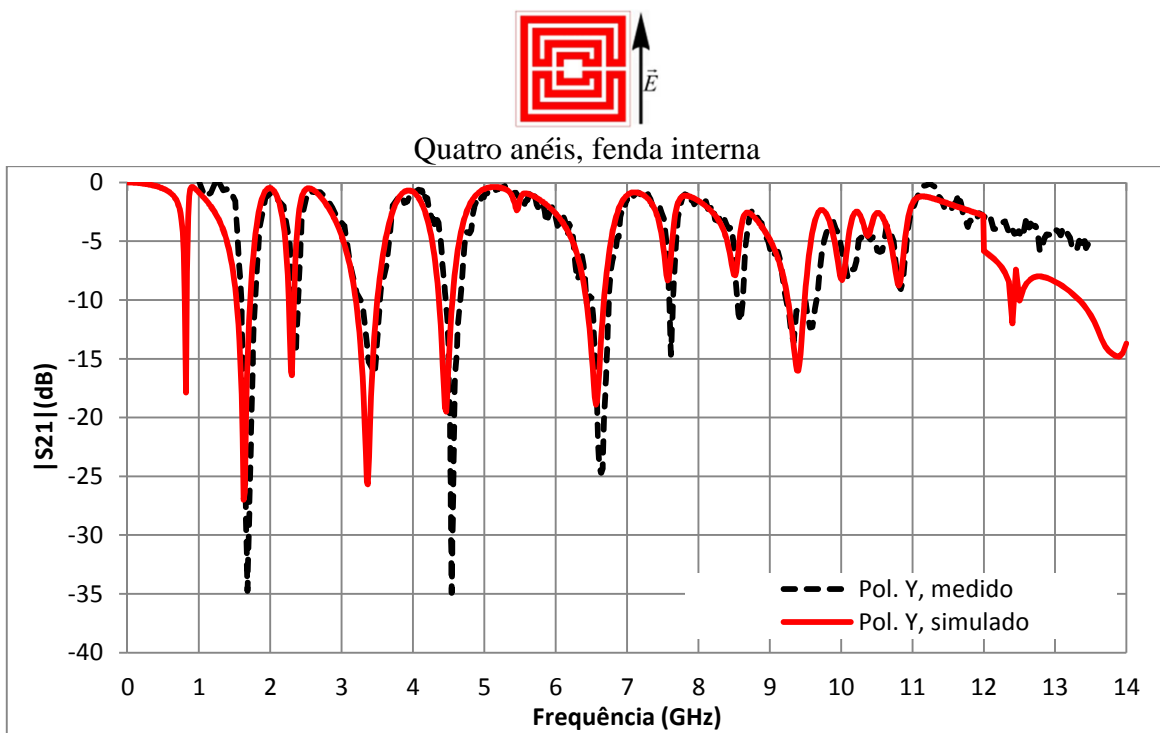
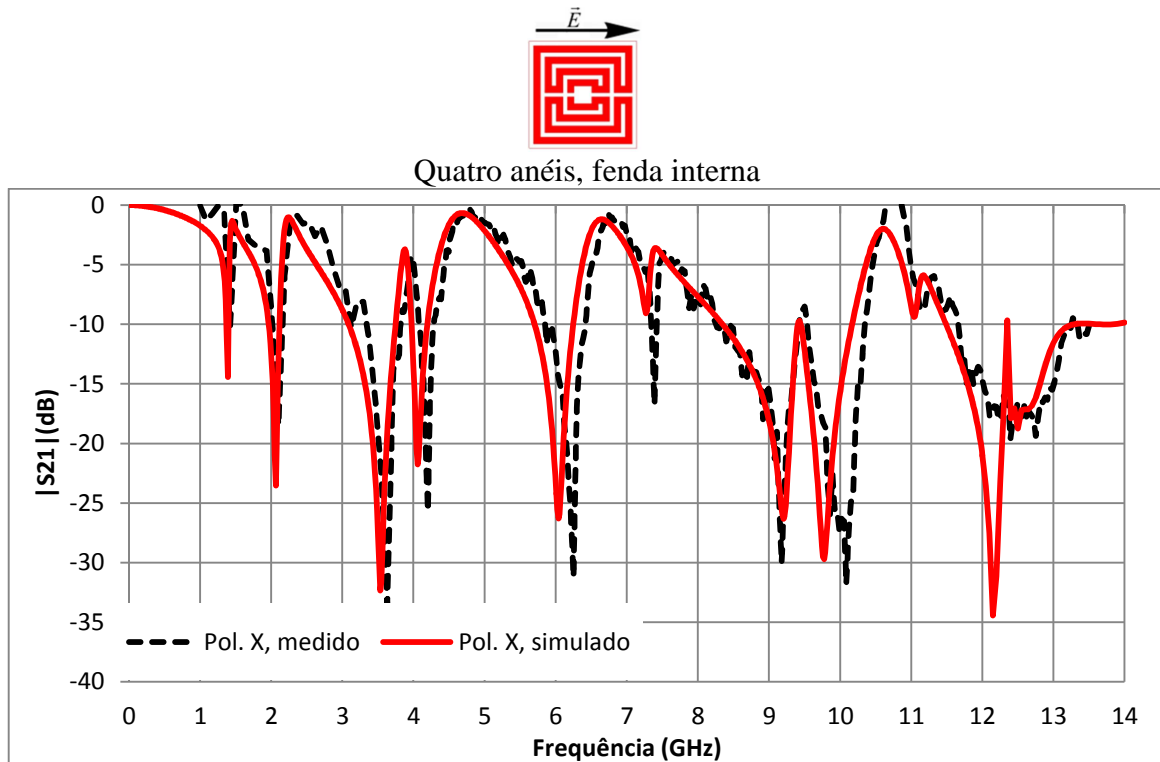


Fig. 4.16 - Resultados medidos e numéricos para a resposta em frequência da FSS com 4 anéis matrioska aberta com a fenda no anel interno.

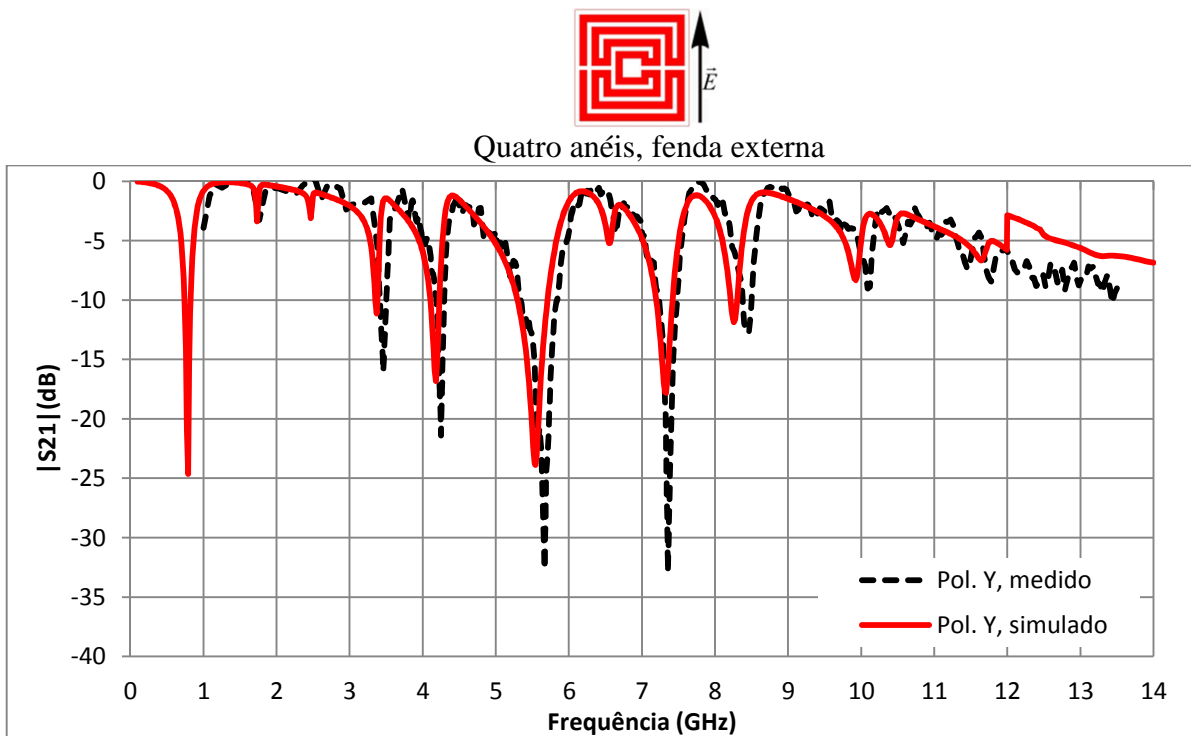
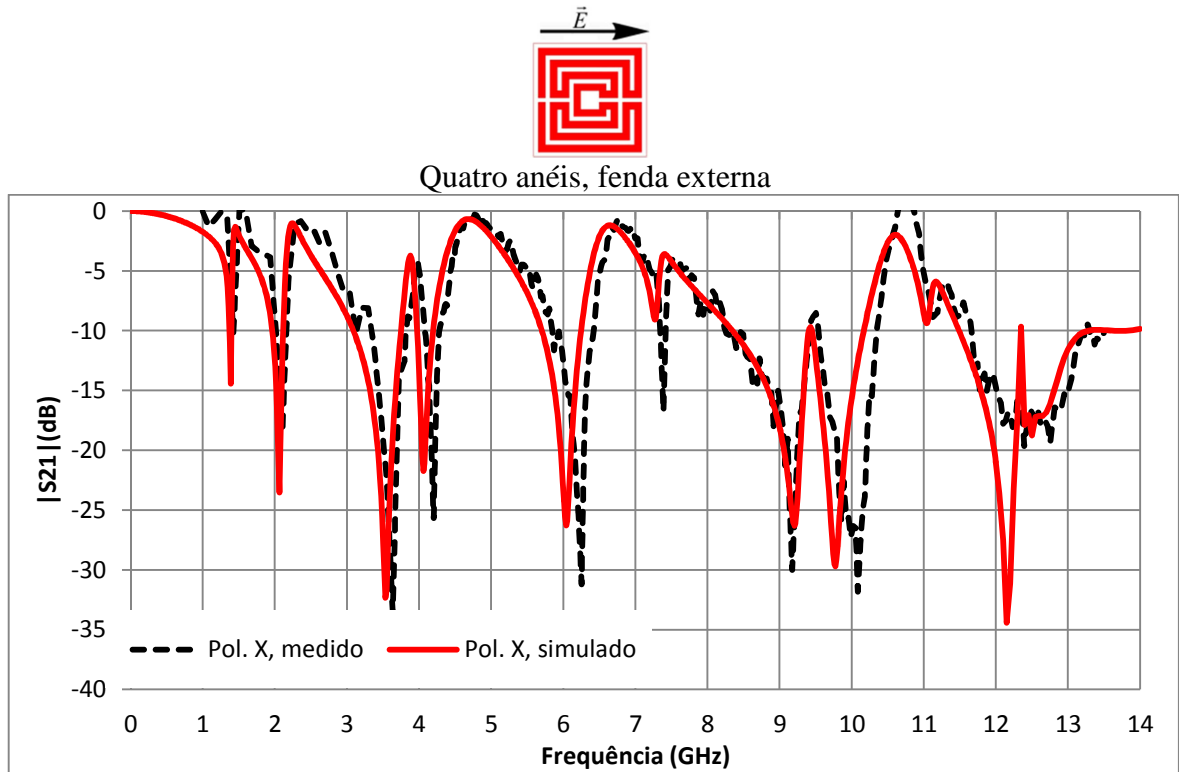


Fig. 4.17 - Resultados medidos e numéricos para a resposta em frequência da FSS com 4 anéis matrioska aberta com a fenda no anel externo.

As Tabela 2 e Tabela 3 apresentam o comprimento efetivo, as primeiras ressonâncias obtidas por simulação e medido, além da obtida pelo método estimado. As últimas duas colunas destacam as diferenças encontradas entre os métodos utilizados para a primeira ressonância.

A diferença entre os resultados medidos e os estimados, para a polarização em x , tiveram uma diferença variando de 0,62% a 16,9%, enquanto para a polarização y , teve uma diferença variando de 2% a 27,16%.

Tabela 2: Resultados obtidos considerando a primeira frequência de cada FSS - polarização em x .

Descrição das FSS	Comp. Efetivo L_{ef} (mm)	MoM	Medido	Estimada	Diferença	
		Freq. 1 (GHz)	Freq. 1 (GHz)	Freq. 1 (GHz)	MoM \times Medido (%)	Estimada \times Medido (%)
Dois anéis (22 mm, 7mm) (Fenda interna)	116	2,08	2,02	2,36	2,97	16,83
Dois anéis (22 mm, 12mm) (Fenda interna)	136	1,78	1,85	2,01	-3,78	8,64
Três anéis (Fenda externa)	174	1,58	1,68	1,58	-5,95	-5,95
Três anéis (Fenda interna)	174	1,58	1,59	1,58	-0,62	-0,62
Quatro anéis (Fenda externa)	232	1,39	1,42	1,18	-2,11	-16,9
Quatro anéis (Fenda interna)	232	1,39	1,42	1,18	-2,11	-16,9

Tabela 3: Resultados obtidos considerando a primeira frequência de cada FSS - polarização em y .

Descrição das FSS	Comp. Efetivo L_{ef} (mm)	MoM	Medido	Estimada	Diferença	
		Freq. 1 (GHz)	Freq. 1 (GHz)	Freq. 1 (GHz)	MoM \times Medido (%)	Estimada \times Medida (%)
Dois anéis (22 mm, 7mm) (Fenda interna)	125	1,01	1,00	1,08	1,0	8
Dois anéis (22 mm, 12mm) (Fenda interna)	140	1,01	1,00	0,98	1,0	-2
Três anéis (Fenda externa)	178	0,87	0,88	0,77	-1,13	-12,5
Três anéis (Fenda interna)	178	0,88	0,87	0,77	1,14	-11,49
Quatro anéis (Fenda externa)	231	0,79	0,80	0,59	-1,25	-26,25
Quatro anéis (Fenda interna)	231	0,82	0,81	0,59	-1,23	-27,16

Nas ilustrações da Fig. 4.18 e Fig. 4.19 são exibidas, graficamente, a relação entre o comprimento efetivo e a primeira frequência de ressonância para as polarizações em x e y , respectivamente. Nas Fig. 4.20 e Fig. 4.21 são apresentados, graficamente, a relação entre o comprimento de onda efetivo para a primeira frequência de ressonância e o comprimento efetivo da estrutura.

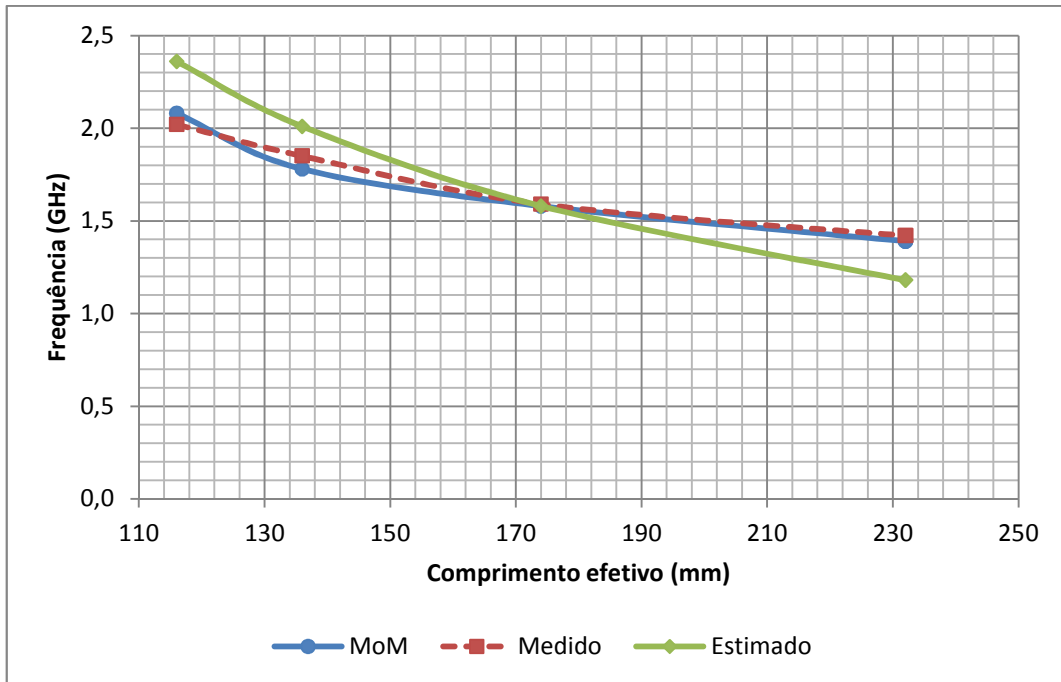


Fig. 4.18 – Variação primeira frequência em função do comprimento efetivo com pol. em x.

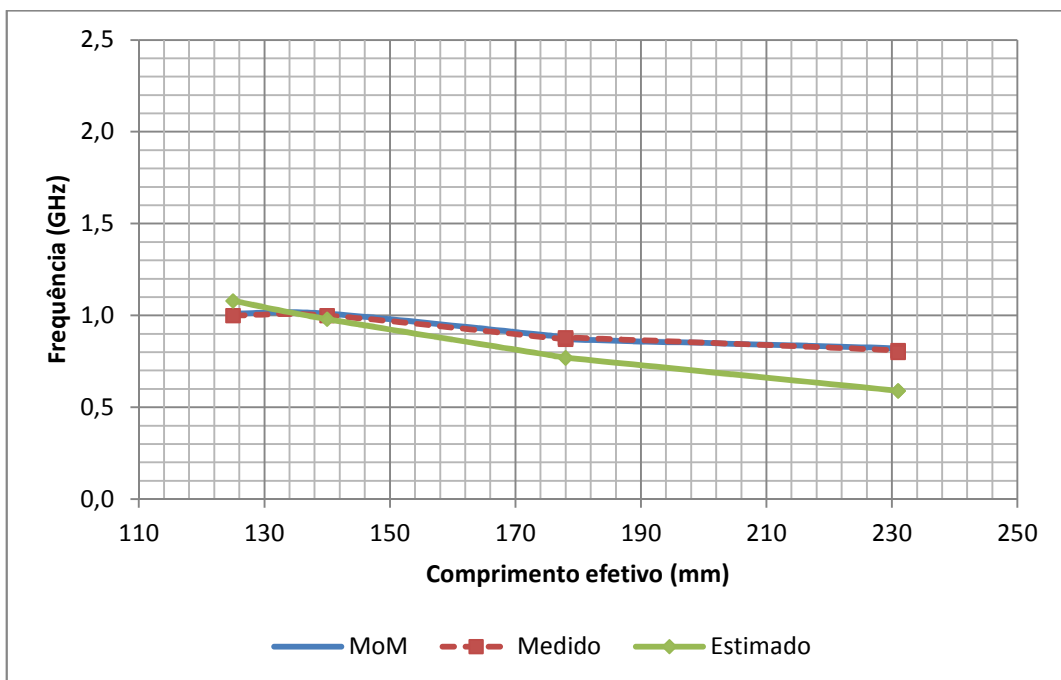


Fig. 4.19 – Variação da primeira frequência em função do comprimento efetivo com pol. em y.

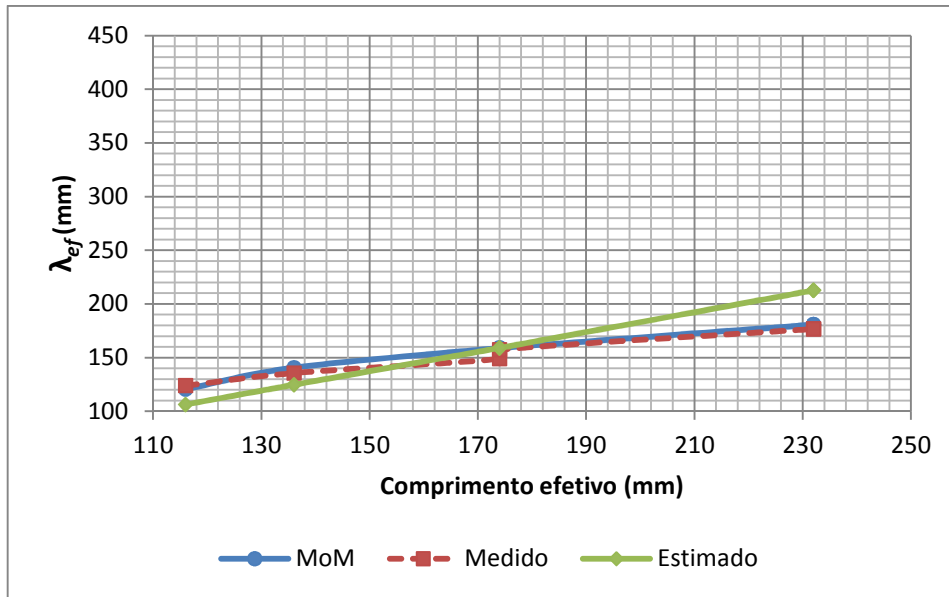


Fig. 4.20 – Variação do comprimento de onda efetivo da primeira frequência em função do comprimento efetivo com pol. em x .

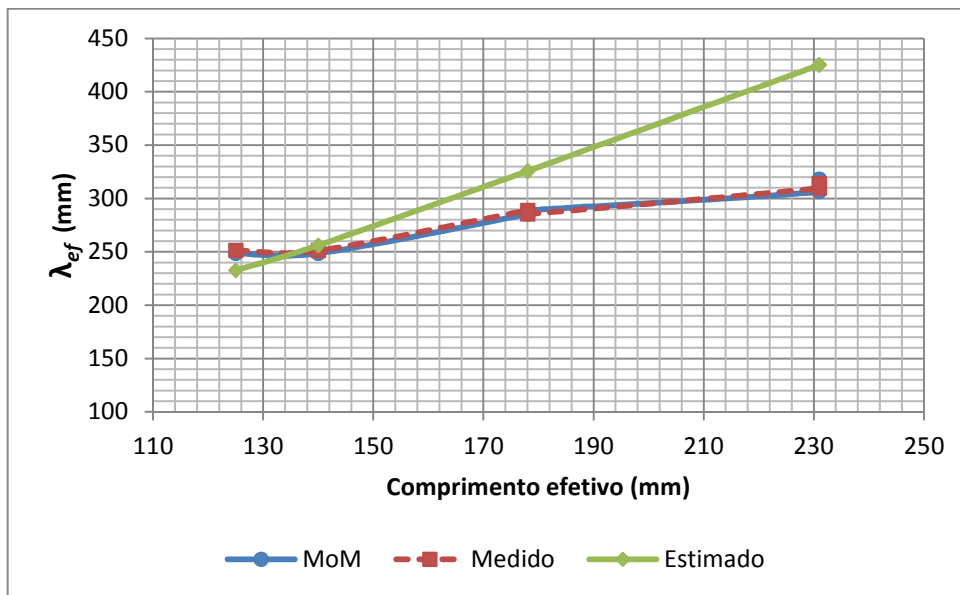


Fig. 4.20 – Variação do comprimento de onda efetivo da primeira frequência em função do comprimento efetivo com pol. em y .

Analisando os resultados obtidos apresentados nas Tabela 2, Tabela 3, Fig. 4.18 e Fig. 4.19, embora os resultados estimados não possuam uma boa precisão, ainda são bastante úteis para a determinação das dimensões e das frequências de ressonâncias iniciais, a serem otimizados posteriormente.

5. Conclusão

5.1. Considerações Finais

Com o propósito de fundamentar os estudos sobre superfícies seletivas em frequência, utilizando geometria matrioska aberta, realizou-se uma revisão bibliográfica, abordando aspectos importantes sobre a teoria das FSS: conceitos gerais, aspectos construtivos, geometrias usuais, aplicações, técnicas de análise e de medição.

Na sequência, a natureza do comportamento ressonante da superfície seletiva em frequência usando geometria matrioska e matrioska aberta foi analisado, baseando-se na distribuição da densidade de corrente elétrica, sendo didaticamente discutida, sendo ainda explorada a ideia de comprimento efetivo.

Foi observada a importância da região de máximo e mínimo da distribuição da densidade de corrente elétrica e como ela afeta a resposta em frequência da estrutura, assim como a dependência da matrioska em relação à polarização da onda incidente.

Quando comparada com as FSS de anéis concêntricos e matrioska, a FSS matrioska aberta apresenta uma frequência fundamental menor e um maior número de ressonâncias, características interessantes, apesar da dependência da polarização.

A influência do comprimento efetivo da geometria matrioska aberta foi analisado, sendo consideradas as FSS matrioska aberta com 2, 3 e 4 anéis. Com a polarização em x , foi apresentado um comportamento multiressonante e uma sensível redução da frequência de ressonância $W_x/\lambda_0 \approx 0,11$. Com o aumento do comprimento efetivo, a primeira frequência de ressonância variou de 2,08 GHz a 1,39 GHz, redução acompanhada por uma atenuação na intensidade da ressonância de aproximadamente 20 dB. Já para a segunda ressonância de cada estrutura, verificou-se um comportamento similar da redução da frequência de ressonância, variando 4,9 GHz para 2,1 GHz, porém com uma menor atenuação em relação à primeira frequência, em torno de 15 dB. Considerando a polarização em y , percebe-se que as duas FSS com dois anéis apresentaram semelhanças em relação à primeira frequência de ressonância, assim como a intensidade delas e o número de ressonâncias obtidas. Com o aumento do comprimento efetivo foi obtido uma pequena redução da primeira frequência de ressonância de cada estrutura, variando de 1,01 GHz a 0,82 GHz, obtendo uma relação $W_x/\lambda_0 = 0,065$, que é particularmente adequada a aplicações como RFID sem chip. Essa redução, assim como

observado na polarização x , veio acompanhada da redução da intensidade das ressonâncias, passando de -24 dB para -17 dB. Considerando a segunda ressonância, ainda na polarização y , verifica-se também uma redução da ressonância, de 2,81 GHz para 1,63 GHz, também acompanhado de uma redução da intensidade das ressonâncias, de -36 dB para -27 dB.

Comparados os resultados numéricos e experimentais, observa-se uma concordância muito boa, confirmando as respostas em frequência obtidas numericamente. Verificou-se que com o aumento do número de anéis a primeira frequência de ressonância diminui, para ambas as polarizações, tanto com a fenda localizada no anel interno como no externo.

Considerando a posição da fenda na matrioska aberta, há um aumento no número de frequência de ressonâncias quando a fenda está localizada no anel interno, considerando a polarização em y , comparando com a fenda localizada no anel externo. Há também uma melhor distribuição das ressonâncias ao longo da faixa de frequência analisada quando a fenda está localizada no anel interno, como também uma atenuação da intensidade da ressonância em 7 dB.

Foi observado também que para a matrioska aberta com a fenda no anel interno, o número de ressonâncias pode ter variado com o número de anéis, sem aumentar as dimensões da célula unitária, tanto para a polarização em x como em y . Porém considerando a matrioska aberta com fenda no anel externo esse comportamento apresenta-se apenas na polarização em x .

5.2. Trabalhos Futuros

Como proposta de continuidade desse trabalho, novas investigações podem ser realizadas com base nessa geometria, podendo ser citadas como por exemplos:

- Um estudo do acoplamento entre os anéis da matrioska aberta, investigando o limite de distância entre os anéis;
- Geometria complementar: substituição da camada de metalização pela interface dielétrica e vice-versa;
- Uma análise mais detalhada do efeito da posição da fenda, justificando o aparecimento de novas ressonâncias;
- Aplicação da geometria matrioska a filtros planares.

Apêndices

Apêndice A – Fundamentos do método dos momentos

Introdução

Nesse trabalho, foi adotado o método dos momentos, MoM, como técnica numérica de resolução de problemas para FSS, a partir dela, é possível transformar uma equação integral característica do problema em um sistema de equações lineares, encontrando assim uma solução aproximada para a distribuição de corrente sobre uma FSS.

Descrição do problema físico

Considere um corpo condutor perfeito, sobre um dielétrico tipo *freestanding*, colocado em um meio homogêneo (μ, ϵ) e cuja superfície da FSS é designada por S com vetor unitário normal dado por \vec{n} , Fig. A-1. Sobre a superfície da FSS é aplicado um campo incidente (\vec{E}^i, \vec{H}^i) que induz uma corrente superficial sobre a geometria metálica. Essa corrente, por sua vez, irradia, sob a forma de um campo espalhado (\vec{E}^s, \vec{H}^s) .

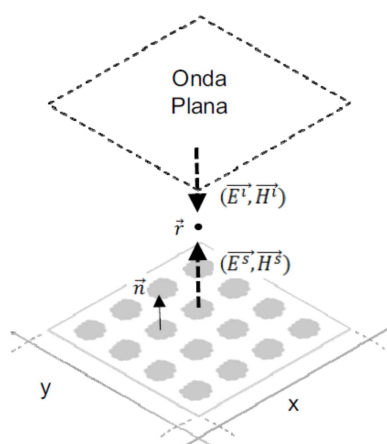


Fig. A-1 – Cenário típico do problema.

O campo total externo ao condutor é uma superposição dos campos incidente e espalhado, $\vec{E}^T = \vec{E}^l + \vec{E}^s$ e $\vec{H}^T = \vec{H}^l + \vec{H}^s$ [60], [61].

O campo elétrico espalhado \vec{E}^s induzido por uma fonte na posição \vec{r}' irradiando pelo espaço livre para um ponto distante \vec{r} , é dado por:

$$\vec{E}^s(\vec{r}) = -j\omega \vec{A} - \nabla\phi \quad (\text{A-1})$$

onde $\omega = 2\pi f$, com vetor potencial magnético definido por:

$$\vec{A}(\vec{r}) = \mu \iint_S \vec{J}_s(\vec{r}') G(\vec{r}, \vec{r}') dS' \quad (\text{A-2})$$

e vetor potencial elétrico calculado como:

$$\phi(\vec{r}) = \frac{1}{\epsilon} \iint_S \nabla \cdot \vec{J}_s(\vec{r}') G(\vec{r}, \vec{r}') dS' \quad (\text{A-3})$$

onde $G(\vec{r}, \vec{r}')$ é a função de Green para o espaço livre:

$$G(\vec{r}, \vec{r}') = \frac{e^{-jk_0 R}}{4\pi R} \quad (\text{A-4})$$

e $\vec{J}_s(\vec{r})$ é a densidade de corrente sobre a superfície metalizada, $R = |\vec{r} - \vec{r}'|$ a distância entre uma posição \vec{r} de observação localizada arbitrariamente e \vec{r}' a posição da fonte do campo. A variável k_0 é o número de onda dado por $k_0 = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$.

Dado a interface do dielétrico com ar, para uma única camada dielétrica com motivo geométrico metálico sobreposto a ela, a relação de contorno entre o campo elétrico espalhado \vec{E}^s , a impedância de superfície da geometria metálica Z_s e sua respectiva densidade de corrente \vec{J}_s , quando sob um campo elétrico incidente pode ser expressa como:

$$\vec{n} \times \vec{E}^s = \vec{n} \times Z_s \vec{J}_s \quad (\text{A-5})$$

Substituindo (A-1), temos:

$$\vec{n} \times (-j\omega \vec{A} - \nabla\phi) = \vec{n} \times Z_s \vec{J}_s \quad (\text{A-6})$$

A equação (A-6) é conhecida como Equação Integral dos Potenciais Mistos, MPIE [61] (*Mixed-Potential Integral Equation*). Sua solução, aplicando-se o método dos momentos é descrita no próximo subitem.

Formulação do método dos momentos, MoM

Conhecido o comportamento eletromagnético de uma FSS em termos de sua excitação, o método dos momentos pode ser utilizado para resolver o MPIE e calcular a distribuição de corrente \vec{J}_s . Para tanto, a função desconhecida que define as correntes deve ser expandida como uma combinação linear de um conjunto de N funções de base f_n conhecidas com coeficientes I_n desconhecidos [63], [64].

$$\vec{J}_s \approx \sum_{n=1}^N I_n f_n(\vec{r}) \quad (\text{A-7})$$

ou representativamente de forma linear:

$$\sum_{n=1}^N I_n L(f_n) = V \quad (\text{A-8})$$

onde L é o operador da equação e V representa uma função conhecida (ou fonte conhecida).

As funções de base são construídas tendo em vista a forma de discretização da superfície. A discretização é formada por triângulos ou retângulos que cobrem todo o modelo geométrico formando a malha. As funções de base devem ser escolhidas de modo a melhor representar a distribuição de corrente arbitrária sobre a superfície do condutor. Na Fig. A-2 está ilustrada uma malha gerada pelo Ansoft DesignerTM.

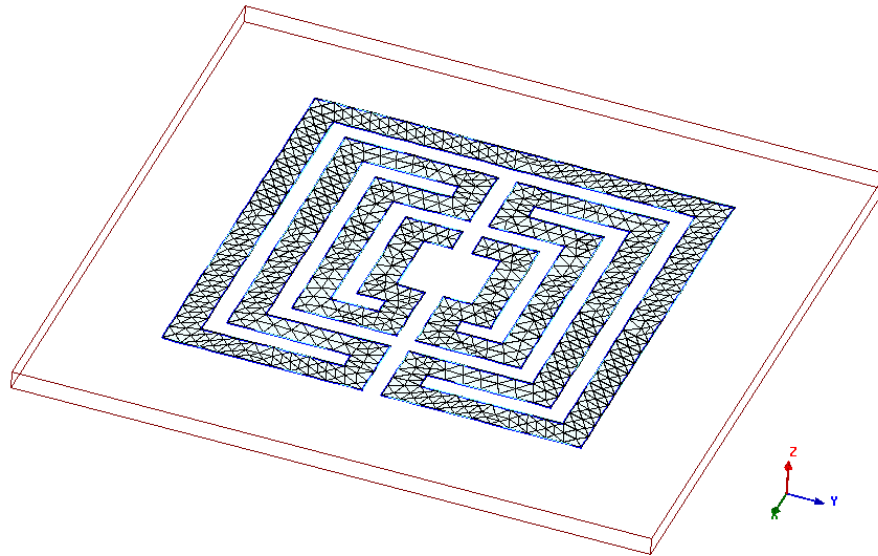


Fig. A-2 – Exemplo de malha utilizada no programa Ansoft Designer™.

A segunda etapa no MoM é introduzir um conjunto de funções de teste t_m na faixa de domínio de L e que leve seus produtos internos a ambos os lados da equação:

$$\begin{aligned}
 \langle t_1, V \rangle &= \sum_n I_n \langle t_1, L(f_n) \rangle \\
 \langle t_2, V \rangle &= \sum_n I_n \langle t_2, L(f_n) \rangle \\
 &\vdots \\
 \langle t_m, V \rangle &= \sum_n I_n \langle t_m, L(f_n) \rangle
 \end{aligned} \tag{A-9}$$

onde os parênteses $\langle \rangle$ indicam o produto interno entre variáveis.

Escrevendo o conjunto de equações (A-9) de forma matricial, temos:

$$[V_m] = [Z_{mn}][I_n] \tag{A-10}$$

onde:

$$[V_m] = \begin{bmatrix} \langle t_1, V \rangle \\ \langle t_2, V \rangle \\ \vdots \\ \langle t_m, V \rangle \end{bmatrix} \tag{A-11}$$

$$[Z_{mn}] = \begin{bmatrix} \langle t_1, L(f_1) \rangle & \langle t_1, L(f_2) \rangle & \cdots & \langle t_m, L(f_n) \rangle \\ \langle t_2, L(f_1) \rangle & \langle t_2, L(f_2) \rangle & \cdots & \langle t_m, L(f_n) \rangle \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \langle t_m, L(f_1) \rangle & \langle t_m, L(f_2) \rangle & \cdots & \langle t_m, L(f_n) \rangle \end{bmatrix} \quad (\text{A-12})$$

$$[I_n] = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} \quad (\text{A-13})$$

A solução procurada depende das funções de base que devem ser linearmente independentes de tal modo que uma combinação da equação (A-8) proporcione uma aproximação razoável de f . Além disso, o conjunto de funções de teste t também deve ser linearmente independente de forma a melhor representar as propriedades de V . Outros fatores como a precisão da solução desejada, a facilidade de desenvolvimento dos elementos da matriz, o tamanho da matriz que pode ser invertida e o bom condicionamento das matrizes afetam a escolha das funções f_n e t_m .

Software de simulação comercial

Com o avanço computacional vários programas foram desenvolvidos, tais como o Ansoft DesignerTM (método dos momentos), Ansoft HFSSTM (método dos elementos finitos), CST Microwave Studio (método das diferenças finitas) entre outros, esses programas são bastante utilizados na análise e simulação de FSS, assim como outros dispositivos de micro-ondas.

A obtenção de dados a partir de simulações apresenta algumas vantagens sobre os provenientes de medições. No processo de simulação, os parâmetros podem ser facilmente modificados, uma vez que não envolve mudanças físicas, apenas uma alteração numérica. As estruturas simuladas não sofrem influências do ambiente e nem apresenta problemas relacionados às irradiações indesejáveis, aos conectores e aos elementos parasitas, por exemplo. Porém, os programas computacionais geralmente possuem limitações, devido à utilização de suposições das análises teóricas.

Neste trabalho, adota-se o programa comercial Ansoft DesignerTM, como ferramenta de simulação e obtenção do comportamento em frequência das superfícies estudadas. A Fig. A-3 exibe a tela de trabalho do software utilizado.

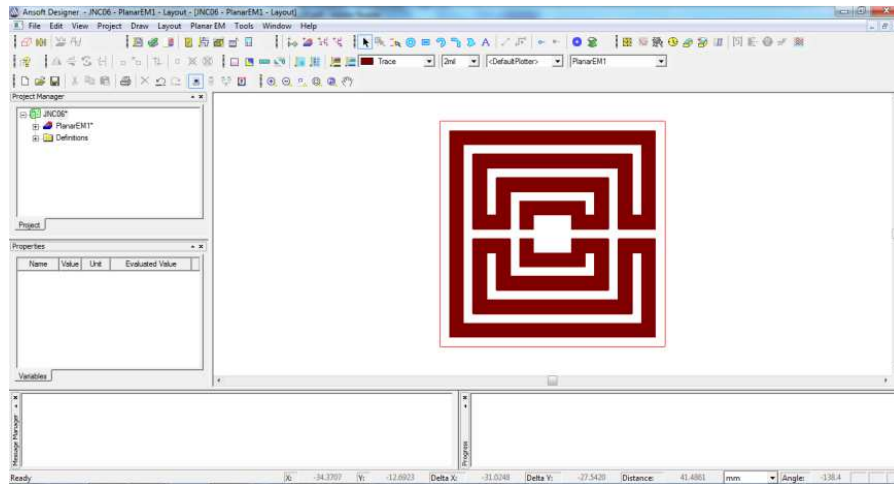


Fig. A-3 – Área de trabalho do Ansoft Designer™.

Apêndice B - Guia de Onda Coplanar

O termo linhas coplanares é empregado para as linhas de transmissão planares onde todos os condutores encontram-se em um mesmo plano, na prática na face superior do substrato dielétrico [65]. O guia de onda coplanar, CPW (do inglês, *coplanar waveguide*), foi proposto inicialmente por C. P. Wen [66] em 1969. Consiste de duas fendas de largura w cada, impressas em um substrato dielétrico, como pode ser visto na Fig. B-1. As dimensões da linha central, da abertura, da espessura e da permissividade do dielétrico determinam a constante dielétrica relativa (ϵ_{eff}), a impedância característica (Z_0) e a atenuação α da linha. Sua distribuição dos campos elétrico e magnético para uma aproximação quase-estática pode ser visualizada na Fig. B-2.

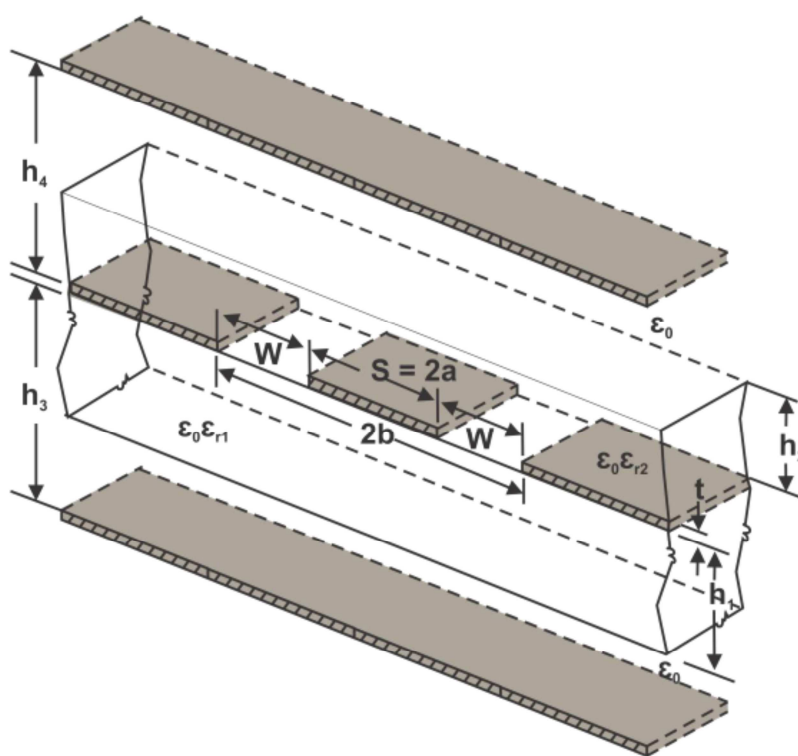


Fig. B-1 – Guia de ondas coplanar ideal [67].

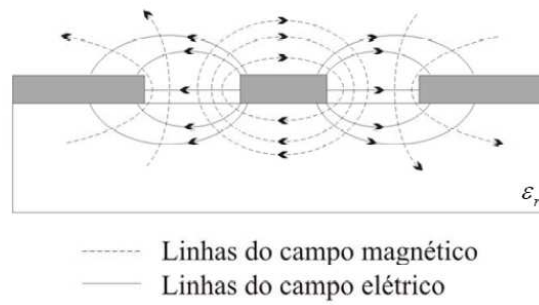


Fig. B-2 – Distribuição dos campos elétricos e magnéticos em CPW para uma aproximação quase-estática [65].

As linhas CPW são indicadas para fabricação de MICs (*Microwave Integrated Circuits*) e MMICs (*Monolithic Microwave Integrated Circuits*) pois apresentam diversas vantagens em relação às linhas de microfita tradicionais [68], dentre as quais, pode-se destacar: possuem menor dispersão; não requerem perfuração do substrato, facilitando a fabricação do dispositivo; possibilitam a montagem superficial de dispositivos ativos e passivo; têm impedância característica determinada pela razão S/W, tornando possível sua redução tendo como limite as perdas decorrentes desta redução; apresentam reduzida interferência (*cross talk*) entre linhas adjacentes devido ao plano de terra superficial, possibilitando uma maior densidade de integração comparada às linha tradicionais.

As equações de síntese de linhas coplanares apresentadas nesta seção foram obtidas a partir de análise quase-estática. Apesar disto podem ser utilizadas sem prejuízo até a banda X, pois estudos mostram que os efeitos de dispersão são desprezíveis em substratos com pequenas constantes dielétricas [69].

Para obter estes parâmetros em dielétrico com substrato fino, assume-se que os condutores e o dielétrico possuem condutividade e permissividade relativa perfeita, respectivamente. Além disso, todos os materiais utilizados são definidos como isotrópicos.

Para obter ϵ_{eff} , calcula-se a constante dielétrica efetiva para o caso quase-estático, sendo definida por:

$$\epsilon_{eff} = \frac{C_e}{C_{ar}} \quad (\text{B-1})$$

Em que, C_e é a capacitância total do guia de ondas coplanares, CPW (*Coplanar Waveguide Circuits*), C_{ar} é a capacitância parcial do CPW, na ausência de todas as camadas dielétricas.

A partir da Fig. B-1, C_e pode ser definida como:

$$C_e = C_1 + C_2 + C_{ar} \quad (\text{B-2})$$

Em que, C_1 e C_2 , são as capacitâncias parciais das camadas dielétricas presentes na estrutura.

Partindo de (B-2), para se obter C_e é necessário conhecer, C_1 , C_2 e C_{ar} . Na análise da FSS, admite-se que $\epsilon_{r2} = 1$, ou seja, não há perdas de energia na camada 2, e $h_3 = h_4 = \infty$, ou seja, a estrutura está posicionada a uma distância infinita das placas externas, Fig. B-3.

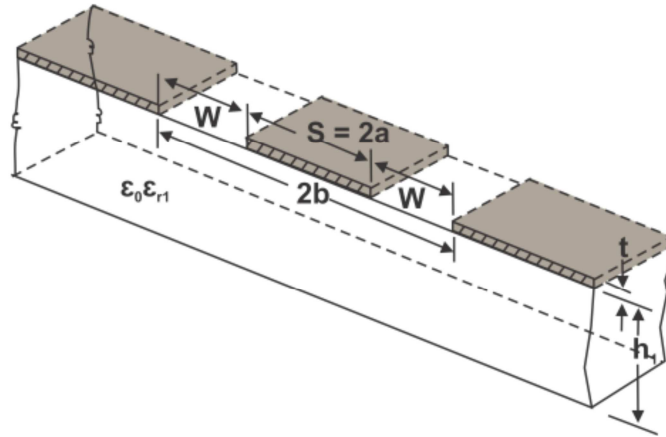


Fig. B-3 – Guia de ondas coplanar para, $\epsilon_{r2} = 1$ e $h_3 = h_4 = \infty$ [66].

A capacitância da camada dielétrica 1, pode ser descrita por:

$$C_1 = 2\epsilon_0(\epsilon_{r1} - 1) \frac{K(k_1)}{K(k_1')} \quad (\text{B-3})$$

Em que,

$$k_1 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi S}{4h_1}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi(S+2W)}{4h_1}\right)} \quad (\text{B-4})$$

$$k_1' = \sqrt{1 - k_1^2} \quad (\text{B-5})$$

A capacitância da camada dielétrica 2, pode ser descrita por:

$$C_2 = 2\epsilon_0(\epsilon_{r2} - 1) \frac{K(k_2)}{K(k_2')} \quad (\text{B-6})$$

Em que,

$$k_1 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi S}{4h_2}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi(S+2W)}{4h_2}\right)} \quad (\text{B-7})$$

$$k'_2 = \sqrt{1 - k_2^2} \quad (\text{B-8})$$

A capacitância na ausência das camadas dielétricas 1 e 2, pode ser descrita por:

$$C_{ar} = 2\varepsilon_0 \frac{K(k_3)}{K(k'_3)} + 2\varepsilon_0 \frac{K(k_4)}{K(k'_4)} \quad (\text{B-9})$$

Em que,

$$k_3 = \frac{\tanh\left(\frac{\pi S}{4h_3}\right)}{\tanh\left(\frac{\pi(S+2W)}{4h_3}\right)} \quad (\text{B-10})$$

$$k_4 = \frac{\tanh\left(\frac{\pi S}{4h_4}\right)}{\tanh\left(\frac{\pi(S+2W)}{4h_4}\right)} \quad (\text{B-11})$$

$$k'_3 = \sqrt{1 - k_3^2} \quad (\text{B-12})$$

$$k'_4 = \sqrt{1 - k_4^2} \quad (\text{B-13})$$

Para $\varepsilon_{r2} = 1$, substituindo em (B-6), temos que, $C_2 = 0$, para $h_3 = h_4 = \infty$, substituindo (B-10) e (B-11), temos que,

$$k_3 = k_4 = \frac{S}{S+2W} \quad (\text{B-14})$$

Admitindo $k_3 = k_4 = k_0$, conclui-se a partir de (B-9) que a capacitância do ar pode ser descrita como:

$$C_{ar} = 4\varepsilon_0 \frac{K(k_0)}{K(k'_0)} \quad (\text{B-15})$$

Substituindo (B-3) e (B-15) em (B-2) temos:

$$C_e = 2\varepsilon_0(\varepsilon_{r1} - 1) \frac{K(k_1)}{K(k'_1)} + 4\varepsilon_0 \frac{K(k_0)}{K(k'_0)} \quad (\text{B-16})$$

Substituindo (B-15) e (B-16) em (B-1), obtém a permissividade relativa efetiva dada por:

$$\varepsilon_{eff} = 1 + \frac{(\varepsilon_{r1}-1)}{2} \frac{K(k_1)}{K(k'_1)} \frac{K(k_0)}{K(k'_0)} \quad (\text{B-17})$$

E a impedância característica descrita como:

$$Z_0 = \frac{1}{cC_{ar}\sqrt{\varepsilon_{eff}}} = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{K(k_0)}{K(k'_0)} \quad (\text{B-18})$$

Referências

- [1] J. G. Coelho, L. Guimarães, M. M. Vicente, *O futuro: continuidade/ruptura: desafios para a comunicação e para a sociedade*, São Paulo: Annablume, p.103-114, 2006.
- [2] P. A. Neto. “História das comunicações e das telecomunicações,” 2009 [Online]. Disponível em: http://www2.ee.ufpe.br/codec/Historia%20das%20comunicaes%20e%20das%20telecomunicaes_UPE.pdf . [Acesso em 22 Maio 2015]
- [3] J. M. Winter, *Análise de coexistência em redes wireless*, Porto Alegre, RS: Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Dissertação de Mestrado, 2013.
- [4] Teleco, Mobilidade: A grande tendência do futuro, Promon Business Technology Review, 2005. [Online]. Disponível em http://www.teleco.com.br/promon/pbtr/Mobilidade_4Web.pdf [Acesso em 25 de Abril 2015]
- [5] A. G. Neto, A. G. D’Assunção Junior, J. C. Silva, I. S. S. Lima, L. M. Moura, R. G. G. Carvalho, “Ajuste da Resposta em Frequência de FSS com Geometria Estrela de Quatro Braços,” In: MOMAG2014, 2014, Curitiba – PR. Anais do MOMAG2014. p. 606-609. Curitiba - PR, 2014.
- [6] A. L. P. S. Campos, *Superfícies Seletivas em Frequência – Análise e Projeto*. Editora IFRN, Natal 2009.
- [7] B. A. Munk, *Frequency Selective Surfaces – Theory and design*, New York: John Wiley & Sons, 2000.
- [8] J. C. Vardaxoglou, “Frequency selective surfaces – Analysis and Design,” *Research Studies Press*, England, 1997.
- [9] T. K. Wu, *Frequency Selective Surfaces and Grid Arrays*, New York: John Wiley & Sons, 1995.
- [10] A. N. Silva, *Caracterização de FSS com geometria em forma de U*, João Pessoa, PB: IFPB, Dissertação de Mestrado, abril, 2014.
- [11] V. P. S. Neto, *Caracterização de circuitos planares de micro-ondas pelo método iterativo das ondas*, Natal, RN: Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Dissertação de Mestrado, 2013.
- [12] H. P. A. Ferreira, *Matrioska: Uma proposta de geometria para FSS multibandas*, João Pessoa, PB: IFPB, Dissertação de Mestrado, 2014.
- [13] A. G. Neto, A. G. D. Junior, J. C. e Silva, A. N. Silva, H. P. A. Ferreira e I. S. S. Lima, “A proposed geometry for multiresonant frequency selective surfaces,” in European

- Microwave Week/European Microwave Conference 2014, 2014.
- [14] Matrioska, Wikipédia. [Online]. Disponível em: <http://pt.wikipedia.org/wiki/Matrioska>. [Acesso em 16 de junho de 2014].
- [15] Maurício Hurber, Boneca Matrioska. [Online]. Disponível em: <http://mauriciohuber.blogspot.com.br/2011/08/matrioska.html>. [Acesso em 16 de Junho de 2014].
- [16] R. Mittra, C. H. Chan e T. Cwik, “Techniques for analyzing frequency selective surfaces – a review,” *IEEE Proceedings*, vol.12, p. 1593 – 1615, 1988.
- [17] Ö. Saglam, *Design, fabrication and measurement of hybrid frequency selective surface (FSS) radomes*, Turquia: Bilkent University, Dissertação de Mestrado, 2009.
- [18] P.C. Kim, W. S. Chin, D. G. Lee, I. S. Seo, “EM characteristics of the RAS composed of E-glass/epoxy composite and single dipole FSS element,” *Composite Structures*, vol. 75, p. 601-609, 2006.
- [19] J. Huang, S. W. Lee, “Tri-band Frequency Selective Surface with circular ring elements,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol.42, No. 2, 166-175, 1994.
- [20] X. Li, J. Yun-Feng, “Analysis on Transmission Properties of Ka Waveband Frequency Selective Surface,” *Microwave Conference Proceedings (CJMW)*, 2011.
- [21] A. L. P. S. Campos, “Estudo da flexibilidade de projeto de Superfícies seletivas em frequência,” em *Anais do II CONNEPI*, João Pessoa, 2007.
- [22] C. L. Nóbrega, *Análise e Projeto de Superfícies Seletivas de Frequência com Elementos Pré-fractais para Aplicações em Comunicações Indoor*, Natal, RN: UFRN, Tese de Doutorado, Abril, 2013.
- [23] J. Romeu, Y. Rahmat-Samii, “Fractal FSS: A novel dual-band Frequency Selective Surface,” *IEEE Trans. Antennas Propag.* Vol. 48. No.7, 1097-1105 , 2000.
- [24] P. H. F. Silva, A. L. P. S. Campos e E. E. C. Oliveira, “Design of miniaturized frequency selective surfaces using Minkowski Island fractal,” *Journal of Microwaves, Opt. Electromagnetic Applications*, vol. 9, no. 1, 2010.
- [25] E. E. C. Oliveira, P. H. F. Silva, A. L. P. S. Campos e A. G. d’Assunção, “Small-size quase-fractal patch antenna using the Minkowski curve,” *Microwave and Opt. Tech. Letters*, vol.52, no.4, 2010.
- [26] I. S. S. Lima, *Caracterização de FSS com geometria em forma de estrela de quatro braços*, João Pessoa, PB: IFPB, Dissertação de Mestrado, 2014.
- [27] G. I. Kiani, *Passive, active and absorbing frequency selective surfaces for wireless communication applications*, Sindney, Australia: Macquarie University, Tese de

- Doutorado, 2009.
- [28] Engineering and Digital Arts. [Online]. Disponível em: https://www.eda.kent.ac.uk/research/theme_project.aspx?pid=144. [Acesso em 21 Abril de 2015].
- [29] I. F. Costa, *Antenas e superfícies seletivas de frequência reconfiguráveis para sistemas de comunicação sem fio*, Natal, RN: UFRN, Dissertação de Mestrado, 2009.
- [30] Y. Rahmat-Samii, A. N. Tulintseff, “Diffraction analysis of frequency selective reflector antennas”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 41 (4), 476-487, 1993.
- [31] J. M. Rigelsford, S. M. Benito, A. Vallecchi, “A Tri-band Inductive Frequency Selective Surface Sub-Reflector for Satellite Communications Systems,” *EuCAP 2014*, 2014.
- [32] A. L. P. S. Campos, A. G. Assunção, M. A. B. Melo, “Aplicação de Superfícies Seletivas de Frequência em Radomes Dielétricas para Antenas de Microondas,” *XIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, Fortaleza – CE, 2001.
- [33] P. C. Kim, D. G. Lee, I. S. Seo, G. H. Kim, “Low-observable radomes composed of composite sandwich constructions and frequency selective surface,” *Compos Sci Technol*, vol. 68, no. 9, pp. 2163-2170, 2008.
- [34] R. C. McPhedran, D. Maystre, “On the theory and solar application of inductive grids”, *Appl. Phys* 14, 1-20, 1977.
- [35] G. I. Kiani, A. R. Weily, K. P. Esselle; “A novel Absorb/Transmit FSS for Secure indoor wireless networks with reduced multipath fading,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 16 (6), 2006.
- [36] E. S. R. Montalvão, *Uma proposta de FSS fractal com geometria simplificada*, Natal, RN: UFRN, Dissertação de Mestrado, 2010.
- [37] Canaltech, Papel de parede impede que vizinhos acessem a sua rede sem fio. [Online]. Disponível em: <http://canaltech.com.br/noticia/internet/Papel-de-parede-impede-que-vizinhos-acessem-sua-rede-sem-fio/>. [Acesso em 08 Março 2015].
- [38] M. Gustafsson, A. Karlson, A. P. P. Rebelo, B. Widenberg, “Design of frequency selective windows for improved indoor outdoor communications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, pp. 1897 – 1900, 2006.
- [39] S. Preradovic, N. Karmakar, *Multiresonator-Based Chipless RFID*. Philadelphia: LLC, 2012.

- [40] A. Vena, E. Perret e S. Tedjini, “Novel compact RFID chipless tag,” PIERS Proceedings, pp. 1062-1066, Março 2011.
- [41] A. Lazaro, A. Ramos, D. Girbau, R. Villarino, “A novel UWB RFID tag using active frequency selective surface.” IEEE Trans. And Propag. Vol.61, no.3, 2013.
- [42] S. Tedjini, “Hold the chips,” IEEE Microwave Magazine, vol. 14, no.5, pp. 56-65, 2013.
- [43] M. J. L. Alves, S. Alencar e M. P. Sousa, “Resposta espacial de uma antena inteligente linear sob os efeitos do acoplamento mútuo,” XXVII SBrT, Blumenal – SC, 2009.
- [44] R. J. Langley and E. A. Parker, “Equivalent circuit model for arrays of square loops,” Electronics Letters, vol. 18, no. 7, pp. 294-296, Julho 2007.
- [45] R. M. S. Cruz, *Análise e otimização de superfícies seletivas de frequência utilizando redes neurais artificiais e algoritmos de otimização natural*, Natal, RN: UFRN, Tese de Doutorado, 2009.
- [46] W. C. Gibson, *The Method of Moments in Electromagnetics*, New York, USA: Chapman & Hall /CRC, 2008.
- [47] M. N. O. Sadiku, *Elements of Electromagnetics*, 3rd. Ed., Oxford University Press, 2001.
- [48] J. L. Volaskis, A. Chatterjee, and L. C. Kempel, *Finite Element Method for Electromagnetics, Antennas, Microwave Circuits, and Scattering Applications*, Florida, USA: Wiley-IEEE Press, 1998.
- [49] T. Itoh, G. Pelosi, P. P. Silvester, *Finite Element Software for Microwave Engineering*, New York: Wiley, 1996.
- [50] P. Harms, R. Mittra, and W. Ko, “Implementation of the periodic boundary condition in the finite-difference time-domain algorithm for FSS structures,” Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, pp. 1317-1324, Agosto 2002.
- [51] N. Kaneda, B. Houshmand, T. Itoh, “FDTD analysis of dielectric resonators with curved surfaces,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 45, 1645-1649, 1997.
- [52] M. Titaouine, N. Raveu, A. G. Neto, and H. Baudrand, “The WCIP method: Theory and applications,” Advances in Engineering Research, vol. 6, pp. 143-176, Dezembro 2008.
- [53] M. Titaouine, A. G. Neto, H. Baudrand, and F. Djahli, “WCIP method applied to active frequency selective surfaces,” Journal of Microwaves, vol. 6., pp. 1-16, 2007.

- [54] P. L. Silva, *Modelagem de superfícies seletivas de frequência e antenas de microfita utilizando redes neurais artificiais*, Natal-RN: UFRN, Dissertação de Mestrado, 2006.
- [55] A. N. Silva, *Análise dos Campos Eletromagnéticos de FSS com geometria Fractal*, João Pessoa, PB: IFPB, Trabalho de conclusão de curso, 2012.
- [56] ESA, Microwave Material RF Characterization Setup. [Online]. Disponível em: http://www.esa.int/spaceinimages/Images/2014/09/Microwave_Material_RF_Characterization_setup. [Acesso em 15 Junho 2015].
- [57] R. Simons, *Coplanar Waveguide Circuits, Components and Systems*, Ohio: John Wiley & Sons, 2001.
- [58] AppCAD. [Online]. Disponível em: <http://www.hp.woodshot.com> . [Acesso em 4 Fevereiro 2015].
- [59] Microwaves101. [Online]. Disponível em: <http://www.microwaves101.com/encyclopedia/calcpw.cfm>. [Acesso em 4 Fevereiro 2015].
- [60] J. X. Su, X. W. Xu, M. He, and K. Zhang, “Integral-equation analysis of frequency selective surface using edwald transformation and lattice symmetry,” *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 121, no. 1, pp. 249-269, 2011.
- [61] F. Çaliskan, *Eletromagnetic Analysis of Planar Layered Structures*, Georgia: School of Electrical and Computer Engineering, Tese de doutorado, 2004.
- [62] Ansoft Technical Support Help, “The MPIE Method,” 2008.
- [63] A. Casimiro, V. Lopes e F. Emídio, “Método dos momentos,” notas de aula, 2002. [Online]. Disponível em: https://sapientia.ualg.pt/bitstream/10400.1/119/1/13_13.pdf
- [64] A. M. Cerjanic, *Method of Moments Modeling of Single Layer Microstrip Patch Antennas using GPU Acceleration and Quasi-Monte Carlo Integration*, Reno, EUA: University of Nevada, Dissertação de Mestrado, 2012.
- [65] B. G. M. Oliveira, *Interferômetros coplanares de micro-ondas para aplicação em sistemas de detecção instantânea*, Recife, PE: UFPE, Dissertação de Mestrado, 2009.
- [66] C. P. Wen, “Coplanar Waveguide: A surface strip transmission line suitable for non-reciprocal gyromagnetic device application,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. MTT-17, n.12, p. 1087-1090, 1969.
- [67] M. Ramesh e K. B. Yip, “Design formula for inset fed microstrip patch antenna,” *Journal of Microwaves and Optoelectronics*, vol. 3, pp.5-10, Dezembro 2003.
- [68] R. N. Simons, *Coplanar waveguide circuits, components, and systems*, Ohio: John Wiley & Sons, 2001.

- [69] E. Yamashita e K. Atsuki, "Analysis of microstrip-like transmission lines by non-uniform discretization of integral equation," *Transactions on Microwave and Theory*, vol. 24, no.1, p.195-200, 1976.