



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



Dissertação de Mestrado

# **MATRIOSKA: UMA PROPOSTA DE GEOMETRIA PARA FSS MULTIBANDAS**

Hillner de Paiva Almeida Ferreira  
Mestrando

Alfrêdo Gomes Neto, Dr.  
Orientador

Março, 2014

João Pessoa / Paraíba



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



# **MATRIOSKA: UMA PROPOSTA DE GEOMETRIA PARA FSS MULTIBANDAS**

Hillner de Paiva Almeida Ferreira

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação do 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.

Área de Concentração: Eletromagnetismo Aplicado

Alfrêdo Gomes Neto, Dr.  
Orientador

João Pessoa – PB, março de 2014

©Hillner de Paiva Almeida Ferreira – [hillnerpaiva@hotmail.com](mailto:hillnerpaiva@hotmail.com)

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

F383m Ferreira, Hillner de Paiva Almeida

Matrioska : uma proposta de geometria para FSS  
multibandas / Hillner de Paiva Almeida Ferreira. –2014.  
68 f. : il.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Instituto  
Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba - IFPB /  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2014.

Orientador : Prof. D.r Alfrêdo Gomes Neto.

1. Engenharia Elétrica. 2. FSS. 3. Matrioska. 4. Multibanda.  
5. Frequência FSS. I. Título.

CDU 621.3

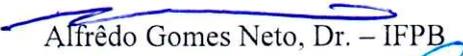
Catálogo na fonte : Lucrécia Camilo de Lima – CRB 15/132

Hillner de Paiva Almeida Ferreira

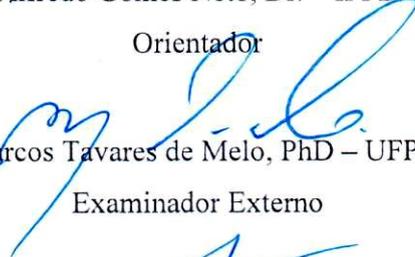
# MATRIOSKA: UMA PROPOSTA DE GEOMETRIA PARA FSS MULTIBANDAS

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação do 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

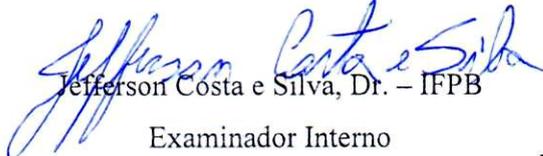
Orientador

  
Marcos Tavares de Melo, PhD – UFPE

Examinador Externo

  
Adaildo Gomes D'Assunção Junior, Dr – IFPB

Examinador Interno

  
Jefferson Costa e Silva, Dr. – IFPB

Examinador Interno

*Biblioteca do Programa de Pós-graduação  
em Engenharia Elétrica - PPGEE  
IFPB - João Pessoa*

João Pessoa – PB, março de 2014

©Hillner de Paiva Almeida Ferreira – [hillnerpaiva@hotmail.com](mailto:hillnerpaiva@hotmail.com)

“O conhecimento serve para encantar as pessoas, não para humilhá-las.”

(Mário Sérgio Cortella)

---

# Agradecimentos

---

A Deus, por mais uma conquista alcançada.

A meus pais Francisco e Heize, pois, sem eles, nada seria.

A minha amada esposa Luciane, por toda paciência e compreensão durante meus momentos de estudo.

Ao professor Alfrêdo, pela orientação sempre segura, apoio e compreensão acima de tudo.

Aos meus amigos André e Isaac, pela parceria e incentivo durante nossas pesquisas.

E aos demais professores, funcionários e amigos do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – PPGEE do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba.

---

# Resumo

---

O progresso tecnológico e o aumento da demanda por serviços em sistemas de telecomunicações vêm, ao longo das últimas décadas, fomentando o desenvolvimento de equipamentos com tamanhos cada vez menores e mais integrados. Essa tendência de unir, em um só aparelho, diversas tecnologias, tem estimulado o estudo de novas estruturas multibanda.

Exibindo a propriedade de um filtro, as superfícies seletivas em frequência, FSS, tornaram-se tema de extensivas pesquisas associadas à operação em múltiplas frequências. Como resultado, estas estruturas podem ser encontradas atualmente em um grande número de aplicações que vão desde as mais tradicionais, como as tampas do forno de micro-ondas, até as mais recentes, como em bloqueadores de rede sem fio, etiquetas RFID sem chips, antenas inteligentes, dentre outras.

Com objetivo de contribuir para o estudo das FSS, este trabalho é resultado da investigação teórica e experimental de uma nova proposta de geometria. Inspirado nas famosas bonecas russas matrioskas, o modelo geométrico desenvolvido apresenta características particularmente interessantes como, por exemplo, a possibilidade de obtenção de frequências de ressonância mais baixas e em maior quantidade, sem comprometer, contudo, a área limite da célula unitária inicialmente definida.

Para análise numérica dessa geometria, o comportamento em frequência foi obtido a partir do método dos momentos (MoM) utilizando o programa computacional Ansoft Designer. A validação e análise experimental dos resultados foram conseguidas por meio da construção de protótipos e medições realizadas no Laboratório de Medidas em Micro-ondas do GTEMA/IFPB.

Os resultados foram discutidos e o comportamento ressonante da FSS estudado, sendo apresentadas sugestões para trabalhos futuros.

Palavras-chave: FSS, matrioska, método dos momentos, multibanda.

---

# Abstract

---

The technological progress and the increased demand for telecommunication systems services come, along by decades, encouraging the development for devices with increasingly smaller size and more integrated. This tendency to join in single equipment, various technologies, has stimulated studies for new multiband structures.

Exhibiting a filter property, the frequency selective surfaces, FSS, has become theme of extensive research related with operating in multiple frequencies. As result, these structures can be currently found in large ranging applications numbers from the more traditional, like the microwave covers, until the most recent, as the wireless network blocking, RFID chipless tags, smart antennas, and others.

In order to contribute for the FSS study, this work is result of theoretical and experimental investigation about a new geometry proposed. Inspired by the famous russian dolls matryoshkas, the geometric model was developed with particular interesting feature, the possibility to obtaining lower frequencies and great resonance numbers, without compromising, however, the initial limit area defined for unit cell.

For this numerical analysis, the frequency behavior was obtained using the method of moments (MoM) from the computational software Ansoft Designer. The validation and the experimental analysis results have been achieved with prototypes construction and measurements performed at the Laboratory of Microwave Measurements in the GTEMA / IFPB.

The results were discussed and the resonant behavior of the FSS studied, suggestions are offered for future works.

Keywords: FSS, matryoshkas, method of moments, multiband.

---

# Sumário

---

<b>AGRADECIMENTOS</b> .....	<b>V</b>
<b>RESUMO</b> .....	<b>VI</b>
<b>ABSTRACT</b> .....	<b>VII</b>
<b>SUMÁRIO</b> .....	<b>VIII</b>
<b>LISTA DE FIGURAS</b> .....	<b>X</b>
<b>LISTA DE TABELAS</b> .....	<b>XII</b>
<b>LISTA DE SIGLAS</b> .....	<b>XIII</b>
<b>LISTA DE SÍMBOLOS</b> .....	<b>XIV</b>
<b>1. INTRODUÇÃO</b> .....	<b>16</b>
1.1. MOTIVAÇÃO DO TRABALHO .....	16
1.2. OBJETIVO GERAL .....	19
1.3. OBJETIVOS ESPECÍFICOS .....	19
1.4. JUSTIFICATIVA E RELEVÂNCIA DA PESQUISA.....	19
1.5. ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO .....	20
<b>2. SUPERFÍCIES SELETIVAS EM FREQUÊNCIA, FSS</b> .....	<b>21</b>
2.1. INTRODUÇÃO .....	21
2.2. ASPECTOS CONSTRUTIVOS .....	23
2.3. GEOMETRIAS USUAIS DOS ELEMENTOS .....	24
2.4. APLICAÇÕES DE FSS.....	26
2.4.1. <i>Tampa do forno de micro-ondas</i> .....	26
2.4.2. <i>Bloqueador de rede sem fio</i> .....	26
2.4.3. <i>Etiquetas RFID sem chip</i> .....	27
2.4.4. <i>Janelas eficientes</i> .....	28
2.4.5. <i>Outras aplicações</i> .....	29

2.5.	TÉCNICAS DE ANÁLISE.....	29
2.6.	TÉCNICAS DE MEDIÇÃO.....	30
<b>3.</b>	<b>CARACTERIZAÇÃO NUMÉRICA DAS FSS .....</b>	<b>32</b>
3.1.	INTRODUÇÃO.....	32
3.2.	DESCRIÇÃO DO PROBLEMA FÍSICO .....	32
3.3.	FORMULAÇÃO DO MÉTODO DOS MOMENTOS, MoM.....	35
3.4.	SOFTWARE DE SIMULAÇÃO COMERCIAL.....	38
<b>4.</b>	<b>ANÁLISE PRELIMINAR DA GEOMETRIA.....</b>	<b>39</b>
4.1.	INTRODUÇÃO.....	39
4.2.	DESCRIÇÃO DA FSS MATRIOSKA .....	39
4.3.	ESTIMATIVA DO COMPORTAMENTO RESSONANTE.....	41
4.4.	COMPRIMENTO EFETIVO .....	42
4.5.	CÁLCULO ESTIMADO DA FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA .....	43
<b>5.</b>	<b>RESULTADOS OBTIDOS.....</b>	<b>44</b>
5.1.	INTRODUÇÃO.....	44
5.2.	RESULTADOS NUMÉRICOS.....	45
5.2.1.	<i>Análise comparativa: anéis concêntricos x matrioska.....</i>	<i>45</i>
5.2.2.	<i>Análise estimativa.....</i>	<i>50</i>
5.3.	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	55
<b>6.</b>	<b>CONCLUSÕES.....</b>	<b>63</b>
6.1.	CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	63
6.2.	TRABALHOS FUTUROS .....	64
<b>APÊNDICES .....</b>		<b>65</b>
GUIAS DE ONDA COPLANAR .....		65
<i>Guias de onda coplanar sobre um substrato de espessura finita.....</i>		<i>66</i>
<b>BIBLIOGRAFIA .....</b>		<b>68</b>

---

# Lista de figuras

---

Figura 1.1: Bonecas matrioska e sua geometria FSS equivalente [10], [11].....	17
Figura 1.2: Expansão interna da FSS matrioska [12].....	17
Figura 1.3: Comprimento estendido da matrioska.....	18
Figura 2.1: Geometria genérica de uma FSS.....	21
Figura 2.2: Exemplos de FSS utilizadas como filtros. ....	22
Figura 2.3: Exemplos do grupo 1: $n$ -polos conectados pelo centro.....	24
Figura 2.4: Exemplos do grupo 2: espiras. ....	25
Figura 2.5: Exemplos do grupo 3: interior sólido.....	25
Figura 2.6: Exemplos do grupo 4: combinações. ....	25
Figura 2.7: FSS utilizada como anteparo do forno micro-ondas doméstico [20].....	26
Figura 2.8: FSS utilizadas para bloquear rede sem fio [32]. ....	27
Figura 2.9: Sistema RFID sem chip [40].....	28
Figura 2.10: Esquema de aplicação de FSS em janelas eficientes [41].....	29
Figura 2.11: Configuração usual dos equipamentos para medição de FSS.....	30
Figura 2.12: Configuração utilizando conjunto corneta e lentes para medição de FSS. ....	31
Figura 3.1: Cenário típico do problema.....	33
Figura 3.2: Funções de base definindo a malha. ....	36
Figura 3.3: Área de trabalho do Ansoft Designer <sup>TM</sup> .....	38
Figura 4.1: Geometria anéis concêntricos e circuito LC equivalente.....	39
Figura 4.2: Geometria matrioska e seu circuito LC equivalente. ....	40
Figura 4.3: Expansão da matrioska.....	40
Figura 4.4: Comprimento efetivo para uma geometria matrioska. ....	42
Figura 5.1: <i>Setup</i> de medição .....	45
Figura 5.2: Estruturas matrioska e concêntrica equivalente.....	46
Figura 5.3: Comparação entre geometria concêntrica e matrioska – estruturas 1 e 2. ....	47

Figura 5.4: Comparação geometria concêntrica e matrioska – estruturas 3 e 4. ....	49
Figura 5.5: Primeira série de simulações. ....	50
Figura 5.6: Resultado das frequências de ressonância para primeira série de simulações. ....	52
Figura 5.7: Segunda série de simulações. ....	53
Figura 5.8: Resultado das frequências de ressonância para a segunda série de simulações. ....	55
Figura 5.10: Modelos de geometria adotados para matrioska. ....	56
Figura 5.11: Protótipos de FSS matrioska confeccionados. ....	57
Figura 5.12: Resultados medidos e simulados – estrutura 1. ....	58
Figura 5.13: Resultados medidos e simulados – estrutura 2. ....	59
Figura 5.14: Resultados medidos e simulados – estrutura 3. ....	60
Figura 5.15: Resultados medidos e simulados – estrutura 4. ....	61
Figura 6.1: Esquema de um CPW sobre um substrato dielétrico com espessura finita [58]. ....	65

---

# Lista de tabelas

---

Tabela 1: Dimensões básicas para anéis concêntricos e matrioskas. ....	46
Tabela 2: Resultado para a primeira série de simulações - polarização em $x$ . ....	51
Tabela 3: Resultado para a primeira série de simulações - polarização em $y$ . ....	51
Tabela 4: Resultado para a segunda série de simulações - polarização em $x$ . ....	53
Tabela 5: Resultado para a segunda série de simulações - polarização em $y$ . ....	54
Tabela 6: Dimensões básicas para os modelos de FSS matrioska adotados. ....	56

---

# Lista de siglas

---

FSS	<i>Frequency Selective Surfaces</i> (Superfície Seletiva de Frequência)
MoM	<i>Method of Moments</i> (Método dos Momentos)
RFID	<i>Radio-Frequency Identification</i> (Identificação por rádio frequência)
FEM	<i>Finite-Element Method</i> (Método dos Elementos Finitos)
FDTD	<i>Finite Difference Time Domain</i> (Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo)
WCIP	<i>Wave Concept Interactive Procedure</i> (Método das Ondas)
MPIE	<i>Mixed-Potential Integral Equation</i> (Equação Integral dos Potenciais Mistos)
CPW	<i>Coplanar Waveguide</i> (guia de ondas coplanar)
MICs	<i>Microwave Integrated Circuits</i> (Circuitos Integrados de Micro-ondas)
MMICs	<i>Monolithic Microwave Integrated Circuits</i> (Circuitos Integrados de Micro-ondas Monolíticos)

---

# Lista de símbolos

---

$\lambda$	Comprimento de onda
$\mu$	Permeabilidade magnética absoluta
$\varepsilon$	Permissividade elétrica absoluta
$\vec{E}^i$	Vetor campo elétrico incidente
$\vec{H}^i$	Vetor campo magnético incidente
$\vec{E}^s$	Vetor campo elétrico espalhado
$\vec{H}^s$	Vetor campo magnético espalhado
$\vec{E}^T$	Vetor campo elétrico Total
$\vec{H}^T$	Vetor campo magnético Total
$\vec{n}$	Vetor unitário normal à superfície da FSS
$\vec{r}'$	Vetor posição da fonte geradora do campo incidente
$\vec{r}$	Vetor posição irradiada no espaço livre
$\omega$	Velocidade angular
$\vec{A}$	Vetor potencial magnético
$\emptyset$	Vetor potencial elétrico
$G$	Função de Green
$\vec{J}_s$	Vetor densidade de corrente sobre a superfície metalizada
$R$	Distância entre uma posição $\vec{r}$ de observação localizada arbitrariamente e $\vec{r}'$ a posição da fonte do campo
$k_0$	Número da onda
$\mu_0$	Permeabilidade magnética do espaço livre (vácuo)
$\varepsilon_0$	Permissividade elétrica do espaço livre (vácuo)
$Z_s$	Impedância da superfície da geometria metálica
$N$	Número de funções de base

$f_n$	Função de base
$I_n$	Coefficientes desconhecidos da função de base
$L$	Operador linear da equação
$V$	Função conhecida (fonte conhecida)
$t_n$	Funções de teste
$[V_m]$	Matriz fonte
$[Z_{mn}]$	Matriz Impedância
$[I_n]$	Matriz corrente
$L$	Indutância
$C$	Capacitância
$L_{xn}$	Dimensão do anel $n$ na direção $x$
$L_{yn}$	Dimensão do anel $n$ na direção $y$
$L_{cn}$	Dimensão da conexão do anel $n$
$W$	Dimensão da fita de cobre que forma a geometria matrioska
$S$	Dimensão da fenda de conexão
$v$	Velocidade da onda eletromagnética não estacionária
$\lambda$	Comprimento de onda
$f$	Frequência de ressonância
$L_{efet}$	Comprimento efetivo
$\vec{E}$	Vetor campo elétrico
$\epsilon_{Refetivo}$	Constante dielétrica relativa efetiva
$f_2$	Segunda frequência de ressonância
$ S_{21} $	Coefficiente de transmissão
FR-4	Substrato de fibra de vidro
$h$	Altura do substrato dielétrico
$\epsilon_R$	Permissividade elétrica relativa
$\alpha$	Constante de atenuação

---

# 1. Introdução

---

## 1.1. Motivação do Trabalho

Comunicar é uma necessidade básica do ser humano. Historiadores afirmam que “a história da comunicação se inicia no momento em que os integrantes de um primitivo agrupamento humano começaram a se entender por gritos e gestos, com os quais externavam intenções e indicavam objetos” [1].

À medida que a humanidade se desenvolve, as formas de comunicação também evoluem. Ao longo dos anos, os avanços tecnológicos obtidos na área de telecomunicações vêm permitindo uma maior velocidade e fluxo de informações entre pessoas ao redor do mundo [2], [3]. Telefones móveis, redes sem fio, internet, televisão, rádio, satélites e outros são exemplos de sistemas de comunicações que oferecem inúmeras facilidades ao homem moderno.

Não obstante, os desafios não cessão com os avanços adquiridos. Mobilidade, economia de energia, redução do volume, leveza, diminuição dos custos, confiabilidade e largura de banda são alguns dos objetivos investigados pelos pesquisadores atualmente.

Nessa busca pela melhoria, o processo de miniaturização e integração tecnológica é uma tendência permanente [2], [4]. Novas funcionalidades agregadas a equipamentos cada vez menores exigem mais da capacidade de operar em várias faixas de frequência. Para atender essa necessidade, as superfícies seletivas em frequência (*frequency selective surfaces*), ou simplesmente FSS, têm sido largamente estudadas devido a seu potencial como filtro de frequências [5–8].

Com objetivo de contribuir para a pesquisa de estruturas multibanda mais eficientes, este trabalho propõe uma nova geometria FSS multirressonante inspirada nas famosas bonecas matrioskas, Figura 1.1a. Considerada um dos objetos de decoração mais tradicionais da Rússia [9], a matrioska é constituída por uma série de bonecas com interior vazio e com capacidade de acomodação interna, quando colocadas umas sobre as outras, Figura 1.1b.



Figura 1.1: Bonecas matrioska e sua geometria FSS equivalente [10], [11].

Esta característica de sobreposição da matrioska permite um maior número de bonecas ocupando um menor volume. Além disso, é possível ampliar a quantidade de bonecas expandindo-as gradualmente para o seu interior. Na Figura 1.1c é apresentada a geometria matrioska proposta e na Figura 1.2 sua propriedade de expansibilidade interna.

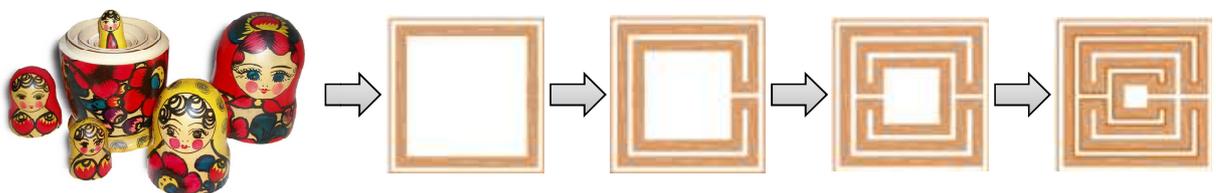


Figura 1.2: Expansão interna da FSS matrioska [12].

Diferentemente da geometria com anéis concêntricos, as FSS matrioskas possuem anéis permanentemente abertos e interligados, formando um único anel, o que aumenta o comprimento efetivo final do elemento, Figura 1.3, tornando possível a obtenção de um comportamento multibanda também em baixas frequências.

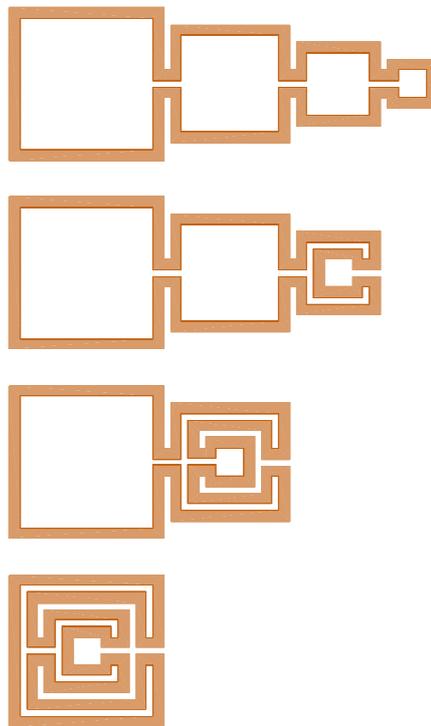


Figura 1.3: Comprimento final da matrioska.

Partindo da geometria desenvolvida, o trabalho inicia a análise do comportamento em frequência considerando, inicialmente, os seguintes questionamentos:

- 1) Como manter a área inicialmente ocupada pela estrutura e, ao mesmo tempo, variar seu comprimento total?
- 2) Qual a relação entre as dimensões dessa geometria e as respostas em frequência obtidas?
- 3) Qual o efeito da polarização na resposta em frequência?

Buscando responder estas e outras perguntas, são descritos neste trabalho os resultados obtidos a partir das análises numéricas e experimentais para a FSS com geometria matrioska. O propósito central é contribuir para um entendimento mais abrangente dessas estruturas, favorecendo principalmente aos requisitos das novas demandas por aplicações multibanda.

## **1.2. Objetivo geral**

Caracterizar o comportamento ressonante da FSS com geometria matrioska, destacando seu potencial para aplicações multibanda.

## **1.3. Objetivos específicos**

- Revisar a literatura relativa às FSS e ao método dos momentos;
- Avaliar, por estimativa, o comportamento ressonante da FSS matrioska;
- Projetar as dimensões para os modelos geométricos propostos;
- Estudar a relação entre o comprimento efetivo e frequências de ressonância;
- Caracterizar experimentalmente a geometria estudada;
- Comparar os resultados numéricos e medidos, estabelecendo uma relação entre os resultados estimados, numéricos e medidos;
- Investigar a influência da polarização do campo elétrico na resposta em frequência da geometria;
- Descrever as principais características multibanda observadas.

## **1.4. Justificativa e relevância da pesquisa**

Diante da exigência por estruturas multibanda mais eficientes, a utilização de FSS como forma de aprimorar o desempenho de dispositivos multirressonantes torna-se uma opção tecnicamente promissora. Seu baixo custo de fabricação e reduzido peso, juntamente com a possibilidade de integração com outros circuitos, favorece o desenvolvimento de equipamentos de comunicação mais adaptados às necessidades do mercado.

Neste sentido, o desenvolvimento de uma nova geometria multibanda é o objeto principal desse trabalho. A ideia do uso da matrioska como inspiração justifica-se pela sua forma singular de expansão interna sem comprometer, contudo, qualquer aumento na área superficial inicialmente ocupada.

## **1.5. Estrutura da dissertação**

O trabalho é composto pela Introdução, correspondente ao primeiro capítulo, que realiza uma abordagem inicial sobre o tema, apresentando as justificativas, relevância e a estrutura adotada para a dissertação.

No capítulo 2, é descrita a fundamentação teórica sobre as FSS: considerações gerais, aspectos construtivos, geometrias usuais, aplicações, técnicas de análise e medição.

No capítulo 3, é destacado o método dos momentos, MoM, como a ferramenta utilizada para caracterização numérica do comportamento ressonante das FSS.

No capítulo 4, é realizada uma análise preliminar do comportamento ressonante da geometria. Ressalta-se a FSS matrioska e suas características particulares.

No capítulo 5, são apresentados resultados numéricos obtidos por meio de estimativas e pelo método dos momentos. Para validação, protótipos derivados da geometria proposta são construídos e caracterizados experimentalmente. São realizadas análises comparativas, destacando-se relações e observações sobre a geometria estudada.

No capítulo 6, são expostas as conclusões gerais do trabalho, bem como sugestões para sua continuidade.

---

## 2. Superfícies seletivas em frequência, FSS

---

### 2.1. Introdução

Com os avanços tecnológicos ocorrido nos últimos anos e o contínuo aumento da demanda por serviços de telecomunicações, cresce também, a necessidade de desenvolver equipamentos cada vez mais eficientes e que operem em diferentes faixas de frequência. Em resposta a essa demanda, numerosos componentes que trabalham na faixa de micro-ondas têm sido modificados, o que constitui um desafio para os engenheiros projetistas da área. Nesta busca pela melhoria, as superfícies seletivas em frequência, ou FSS (*frequency-selective surface*), tornaram-se tema de inúmeros estudos relacionados à operação multibanda.

Basicamente, uma FSS é caracterizada como um conjunto de elementos idênticos dispostos periodicamente sobre uma estrutura usualmente planar, Figura 2.1. São arranjos periódicos formados por *patch* condutores, elementos de abertura ou um misto destes, capazes de operar como filtros espaciais para ondas eletromagnéticas [7], [8], [13].

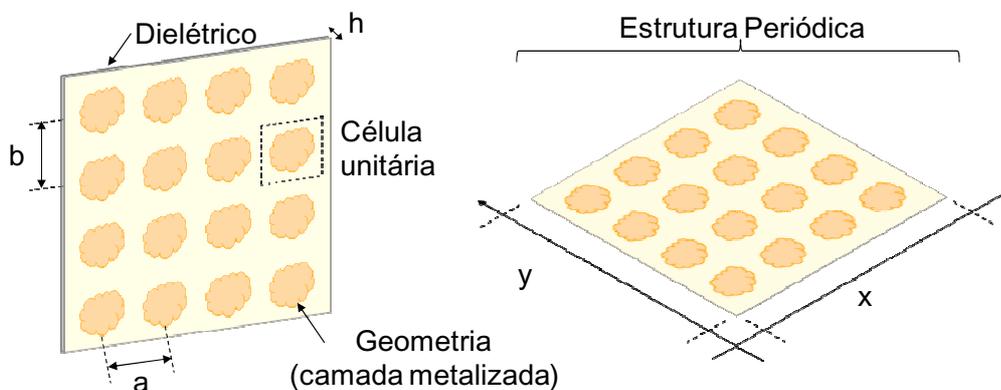
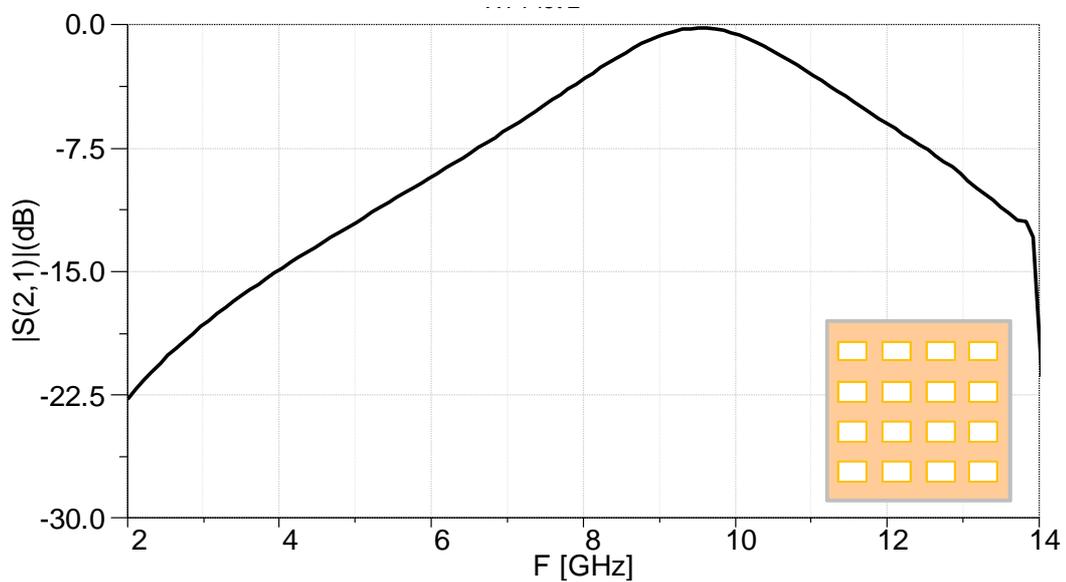
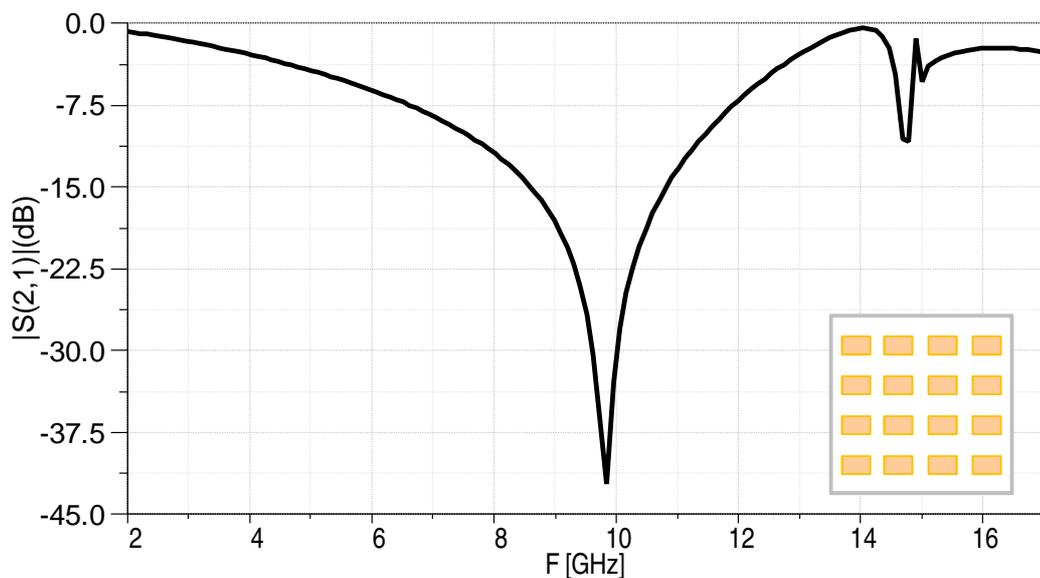


Figura 2.1: Geometria genérica de uma FSS.

Dentre suas propriedades, as FSS destacam-se pela possibilidade de exibir reflexão ou transmissão da onda incidente, quando próxima à sua frequência ressonante. Dessa forma, podem operar como filtros passa-faixa (tipo *patch* condutor) ou rejeita-faixa (tipo *patch* abertura) [8], [13–15]. Na Figura 2.2 são apresentados dois exemplos que associam FSS às suas respectivas propriedades como filtro. A região escura corresponde à área metalizada da superfície.



(a) Coeficiente de transmissão de um filtro passa-faixa (*patch* abertura).



(b) Coeficiente de transmissão de um filtro rejeita-faixa (*patch* condutor).

Figura 2.2: Exemplos de FSS utilizadas como filtros.

Embora conceitualmente semelhantes a um filtro clássico, deve ser enfatizado que um filtro espacial 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 campos incidentes e refletidos que dependem do ângulo de incidência e da polarização, além da própria geometria do filtro espacial o que aumenta a dificuldade na determinação da sua resposta em frequência [16].

## 2.2. Aspectos construtivos

De uma forma geral, uma superfície periódica planar é constituída por uma matriz de elementos metálicos geometricamente semelhantes, igualmente espaçados e impressos sobre um substrato plano de apoio. Partindo de sua configuração, podem ainda ser caracterizadas conforme:

- A espessura do seu substrato;
- O modelo de excitação dos elementos;
- A capacidade de reconfiguração de sua resposta em frequência.

Com relação à espessura do material dielétrico, a estrutura pode ser classificada como anteparo-fino ou anteparo-espesso. Uma FSS tipo anteparo-fino, usualmente, tem espessura menor que  $0,001\lambda_0$ , onde  $\lambda_0$  é o comprimento de onda para a frequência de ressonância do anteparo. Em geral, a FSS anteparo-fino é leve, de pequeno volume e pode ser fabricada com baixo custo, empregando tecnologia convencional de fabricação de circuito impresso (como a fotolitografia, por exemplo). Por outro lado, a FSS anteparo-espesso é pesada e sua fabricação requer o manuseio preciso de um bloco de metal espesso. Guias de ondas empilhados têm sido usados como uma forma de construção de FSS anteparo-espesso [13]. Existem também estruturas FSS denominadas *freestanding*, onde os arranjos *patches* ou células de abertura são dispostos sobre um substrato cujas propriedades dielétricas podem ser desconsideradas [17].

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 [7]. No primeiro caso, os arranjos dos elementos são considerados passivos e provocam a transmissão e reflexão da onda incidente aplicada. No segundo caso, considerados como arranjos ativos, os geradores de tensão acoplados aos elementos devem possuir a mesma amplitude e variações lineares de fase ao longo de todo o arranjo.

Além dessas construções, desenvolvimentos recentes têm destacado as FSS reconfiguráveis como estruturas capazes de sintonizar ou chavear sua resposta em frequência. A partir da aplicação de dispositivos como diodos chaveadores à estrutura, a frequência de ressonância pode ser ajustada dinamicamente para outros modos previamente projetados [18], [19].

### 2.3. Geometrias usuais dos elementos

O modelo geométrico utilizado em uma FSS está diretamente relacionado com sua resposta em frequência. Existem na literatura diversas pesquisas com inúmeras formas de elementos, sendo as mais comuns a retangular e a circular. 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, Figura 2.3.

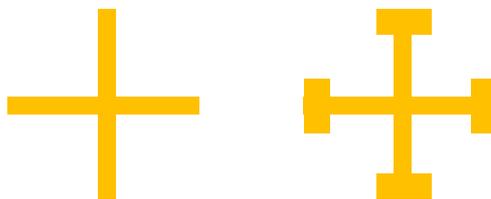


Figura 2.3: Exemplos do grupo 1:  $n$ -polos conectados pelo centro.

- **Grupo 2:** reúne todos os elementos do tipo espira. Os tipos mais conhecidos são as espiras quadradas, quadradas duplas, quadradas com grades e os anéis circulares concêntricos, Figura 2.4.



Figura 2.4: Exemplos do grupo 2: espiras.

- **Grupo 3:** formado pelos elementos de interior sólido. Os tipos mais comuns são os *patches* retangulares, hexagonais e circulares, Figura 2.5.



Figura 2.5: Exemplos do grupo 3: interior sólido.

- **Grupo 4:** composto por elementos formados a partir da modificação e combinação de elementos típicos. A lista de elementos que compõem esse grupo é interminável, Figura 2.6.



Figura 2.6: Exemplos do grupo 4: combinações.

Afora estes tipos, formatos geométricos recentes associados à geometria fractal e a modelos bioinspirados também são encontrados na literatura [20–24].

Vale destacar que, com os atuais recursos computacionais, as formas e configurações possíveis para os elementos de uma FSS são limitadas apenas pela imaginação do projetista. Neste sentido, uma variedade de estudos sobre diferentes geometrias combinadas com o uso de novos materiais são investigadas com vistas a melhorar o desempenho dessas estruturas [16], [25–29].

## 2.4. Aplicações de FSS

### 2.4.1. Tampa do forno de micro-ondas

A aplicação mais conhecida de uma FSS é o anteparo da porta do forno micro-ondas doméstico [13]. Funcionando como um filtro, essa FSS permite a passagem para o exterior do forno apenas a faixa de frequência de luz visível, rejeitando a frequência de micro-ondas (em torno de 2,45 GHz). Na Figura 2.7 é apresentado um forno de micro-ondas doméstico com destaque para o anteparo da porta.

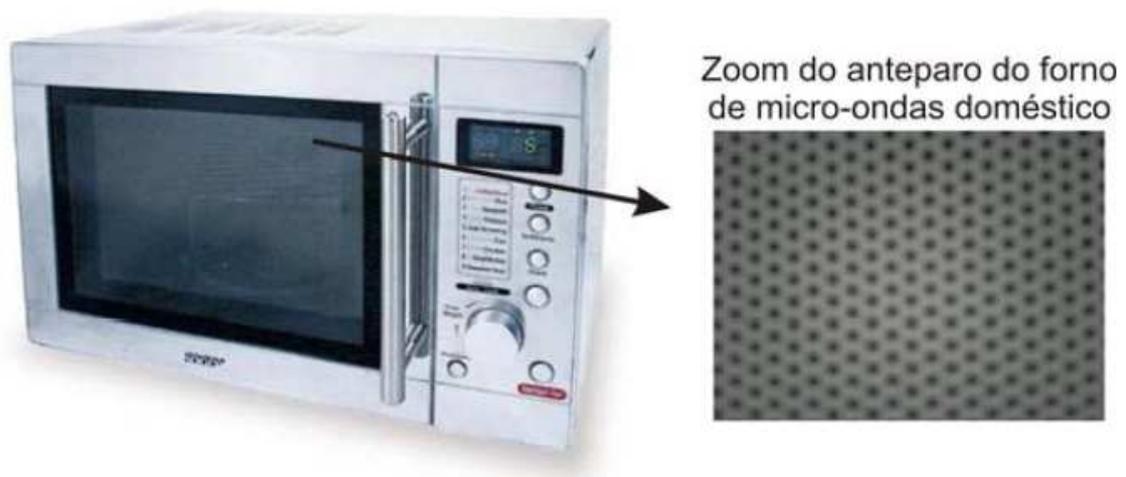


Figura 2.7: FSS utilizada como anteparo do forno micro-ondas doméstico [20].

### 2.4.2. Bloqueador de rede sem fio

Uma aplicação recente para FSS pode ser encontrada como papel de parede bloqueador de sinais de redes sem fio, Figura 2.8. Utilizados em locais como escritórios, cobrindo inclusive janelas, tem a função de impedir a transmissão do sinal para fora das áreas forradas. Dessa forma, o acesso não autorizado às redes *wireless* das empresas pode ser evitado [30], [31].



Figura 2.8: FSS aplicada como bloqueado de rede sem fio [32].

Algumas pesquisas mostram a possibilidade do uso de FSS ativas neste tipo de aplicação. A intenção é permitir ligar e desligar o bloqueio da rede sempre que necessário, aumentando ou diminuindo seu alcance [33].

### 2.4.3. Etiquetas RFID sem chip

A identificação por rádio frequência, RFID, é uma técnica de captura de dados sem fio que utiliza ondas de rádio frequência para reconhecer automaticamente objetos (veículos, documentos, caixas, produtos), animais e até pessoas. O RFID baseia-se na transmissão de dados entre um dispositivo de transporte, chamado de etiqueta (ou *tag*) RFID e um leitor (ou *reader*), Figura 2.9. Os dados enviados pela etiqueta podem fornecer identificação, localização de informações, ou dados específicos sobre um produto, como preço, cor, data de compra, dentre outros [34], [35].

As etiquetas RFID podem ser do tipo com ou sem chip. As etiquetas RFID sem chip, ou *chipless tags*, apresentam menor custo de fabricação, não possuem circuito extra para armazenamento de dados e não requerem fonte própria de energia [36–38].

Uma das formas de armazenamento de dados em uma etiqueta sem chip é a assinatura em frequência, ou espectral. O leitor transmite para a etiqueta uma onda contendo várias faixas de frequências predefinidas e, em seguida, verifica a ausência ou a presença dessas frequências quando refletidas.

Inspirado no conceito das FSS, as etiquetas são projetadas de forma a codificar esses dados com base no comportamento ressonante da geometria. Um dos métodos utilizados é considerar *bits* 0s e 1s associados aos picos de ressonância para as frequências refletidas.

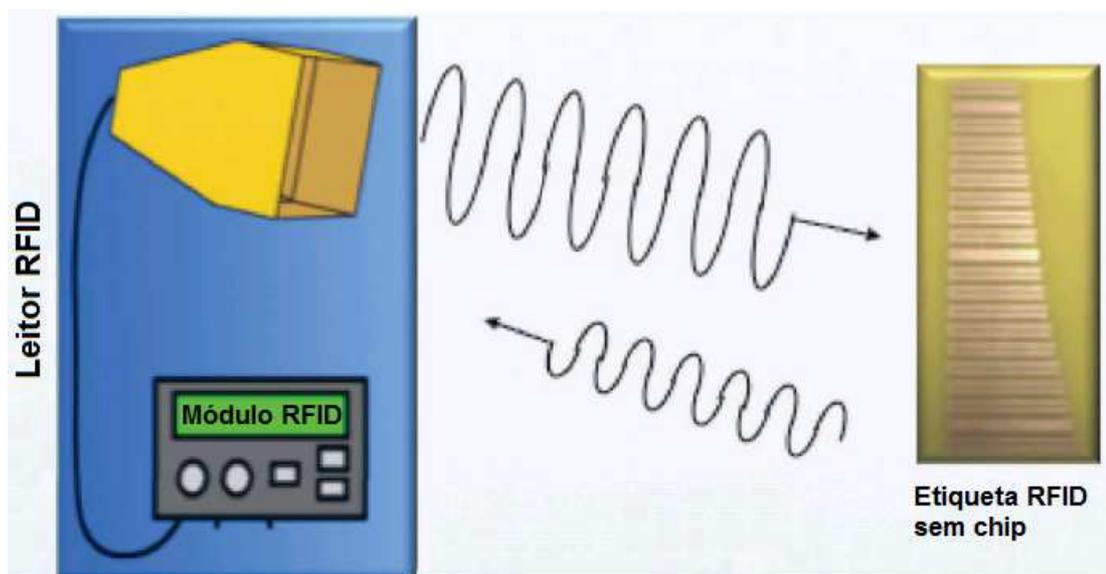


Figura 2.9: Sistema RFID com etiqueta sem chip inspirada em FSS [40].

#### 2.4.4. Janelas eficientes

Outra aplicação bastante interessante é o uso de FSS como janelas eficientes. A aplicação de uma camada metálica muito fina em projetos de janelas modernas é um modo extremamente útil de economizar energia. Atuando como um filtro, a camada de FSS bloqueia a radiação eletromagnética na região de infravermelho, permitindo a passagem apenas da parte visível do espectro da luz. Assim, a transferência de calor de fora para dentro do ambiente é rejeitada no verão e mantida no inverno [41], Figura 2.10.

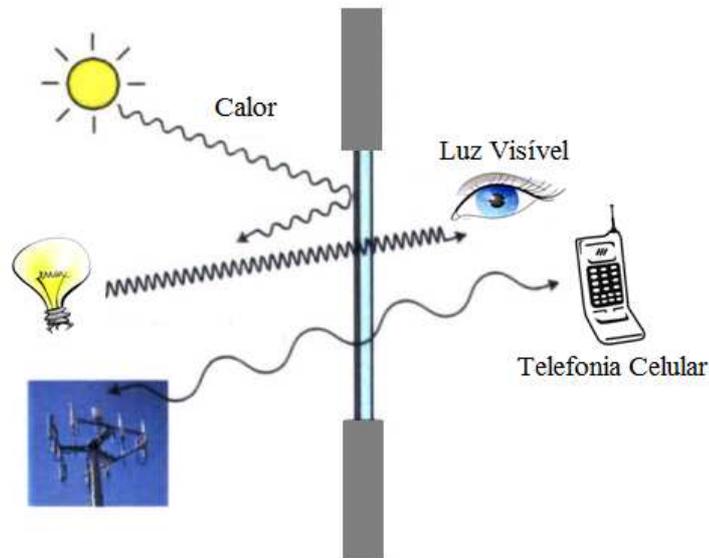


Figura 2.10: FSS aplicadas em janelas eficientes [41].

### 2.4.5. Outras aplicações

Ainda como exemplos de aplicações de FSS destacam-se também o uso em radomes com objetivo de reduzir interferências sobre antenas [42], como concentradores em células fotovoltaicas [13] e em sub-refletores de antenas para comunicações via satélite [43].

## 2.5. Técnicas de análise

Vários métodos têm sido utilizados para determinar as características de transmissão e reflexão de uma FSS. Os modelos aproximados são, em sua maioria, satisfatoriamente precisos para determinadas faixas de frequência e podem fornecer uma ideia qualitativa a respeito da FSS. Um dos métodos mais simples é o modelo do circuito equivalente. Nesta análise, 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].

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

- Método dos Momentos (MoM - *Method of Moments*) [45];
- Método dos Elementos Finitos (FEM - *Finite-Element Method*) [46];
- Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD - *Finite Difference Time Domain*) [47];
- Método das Ondas (WCIP - *Wave Concept Interactive Procedure*) [48], [49].

Neste trabalho, adota-se o método dos momentos, MoM, implementado por meio do programa comercial Ansoft Designer, como ferramenta para caracterização numérica da FSS proposta. Este método baseia-se na resolução iterativa de uma equação integral partindo da transformação desta em um sistema de equações algébricas simples [45].

## 2.6. Técnicas de medição

Vários métodos têm sido utilizados para medir as propriedades de reflexão e transmissão das FSS. Nesse trabalho, o sistema de medição utilizado consiste de cornetas direcionais de ganhos padronizados (como antenas transmissoras e receptoras) e um analisador de rede [13], Figura 2.11.

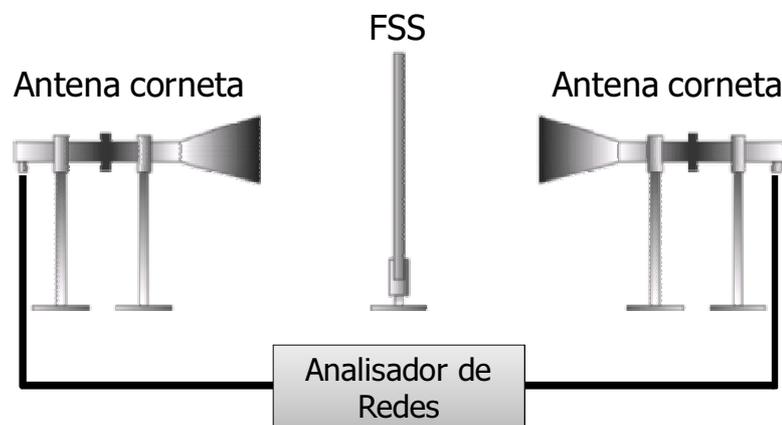


Figura 2.11: Configuração usual dos equipamentos para medição de FSS.

Para medir as características de transmissão, a FSS é posicionada entre as duas antenas cornetas. A medição na polarização invertida é obtida rotacionando a FSS em  $90^\circ$  [13], [20].

Outro procedimento para medições de FSS consiste na utilização do conjunto antenas cornetas e lentes, Figura 2.12. Além de melhores resultados, é possível medir os coeficientes de transmissão e de reflexão em ambas as polarizações. Outro ponto positivo é a redução significativa do efeito da difração nas extremidades, desde que o feixe estreito gaussiano das lentes incida sobre a FSS [13].

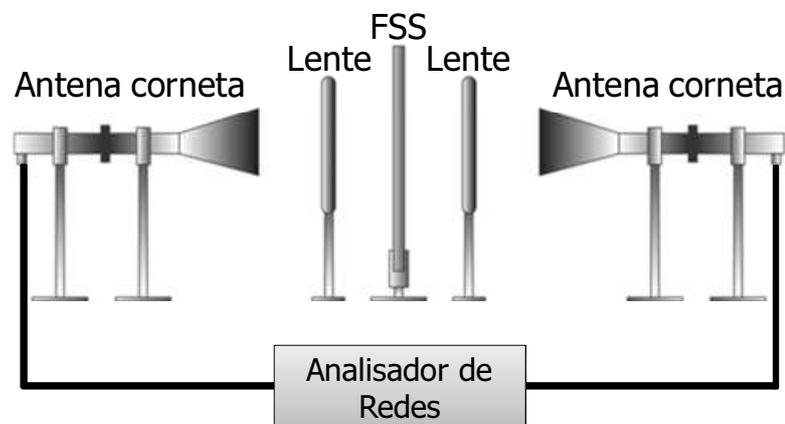


Figura 2.12: Configuração utilizando conjunto corneta e lentes para medição de FSS.

---

## 3. Caracterização numérica das FSS

---

### 3.1. Introdução

Inúmeros tipos de problemas físicos encontrados nas ciências e nas engenharias são descritos matematicamente na forma de equações diferenciais ordinárias e parciais. A solução exata é fruto de um método analítico, obtido por meio de manipulações algébricas e diferenciais empregadas às geometrias e condições de contorno particulares. Em muitos casos, o emprego generalizado dos métodos analíticos em diferentes geometrias e condições de contorno acha-se impraticável ou até mesmo impossível para obtenção dessas soluções [50].

Entretanto, no decorrer dos anos, o uso dos métodos numéricos têm-se tornado cada vez mais comum na resolução de problemas complexos. O desenvolvimento de computadores mais rápidos e eficientes viabilizou o processo iterativo de determinação de soluções aproximadas partindo de um esforço computacional razoável.

Nesse trabalho, adota-se 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.

### 3.2. Descrição do problema físico

Considere um corpo condutor perfeito, sobre um dielétrico tipo *freestanding*, colocado em um meio homogêneo ( $\mu$ ,  $\epsilon$ ) e cuja superfície da FSS é designada por  $S$  com vetor unitário normal dado por  $\vec{n}$ , Figura 3.1. 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  $(\vec{E}^s, \vec{H}^s)$ .

O campo total externo ao condutor é uma superposição dos campos incidente e espalhado,  $\vec{E}^T = \vec{E}^i + \vec{E}^s$  e  $\vec{H}^T = \vec{H}^i + \vec{H}^s$  [51], [52].

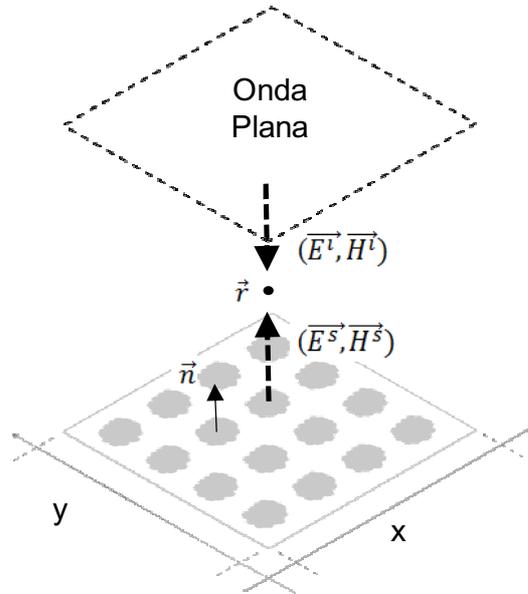


Figura 3.1: Cenário típico do problema.

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:

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

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

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

e vetor potencial elétrico calculado como

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

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

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

sendo  $\vec{J}_s(\vec{r})$  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  $k_0 = \omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}$ .

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:

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

Substituindo ( 1 ), temos:

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

A equação ( 6 ) é conhecida como Equação Integral dos Potenciais Mistos, MPIE [53] (*Mixed-Potential Integral Equation*). Sua solução, aplicando-se o método dos momentos, está descrita no próximo subitem.

### 3.3. 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 [50], [54].

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

ou representativamente de forma linear:

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

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 Figura 3.2 está ilustrada uma malha gerada pelo Ansoft Designer<sup>TM</sup>.

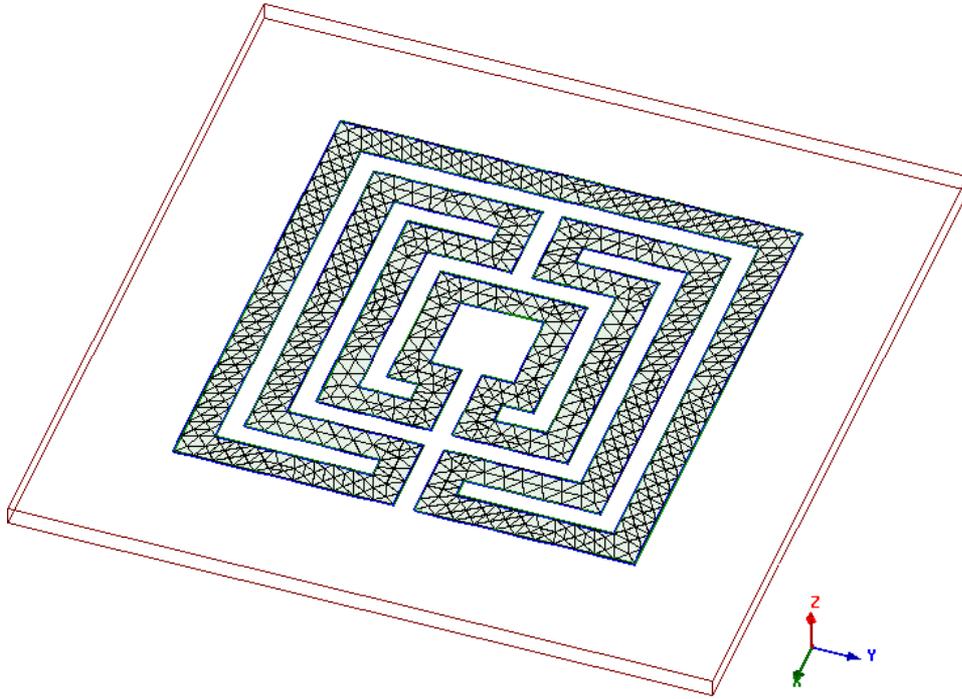


Figura 3.2: Funções de base definindo a malha.

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:

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

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

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

$$[V_m] = [Z_{mn}][I_n] \quad (10)$$

onde:

$$[V_m] = \begin{bmatrix} \langle t_1, V \rangle \\ \langle t_2, V \rangle \\ \vdots \\ \langle t_m, V \rangle \end{bmatrix} \quad (11)$$

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

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

A solução procurada depende das funções de base que devem ser linearmente independentes de tal modo que uma combinação linear da equação ( 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  $t_m$ .

### 3.4. Software de simulação comercial

Programas comerciais tais como o Ansoft Designer<sup>TM</sup> (método dos momentos), Ansoft HFSS<sup>TM</sup> (método dos elementos finitos), CST Microwave Studio (método das diferenças finitas) entre outros, são bastante utilizados na análise e simulação de FSS, bem como de 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 mudança física, apenas uma alteração numérica. As estruturas simuladas não sofrem influências do ambiente e nem apresentam 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.

Para este trabalho, adota-se o programa comercial Ansoft Designer<sup>TM</sup>, como ferramenta de simulação e obtenção do comportamento em frequência das superfícies estudadas. A Figura 3.3 exibe a tela de trabalho do software utilizado.

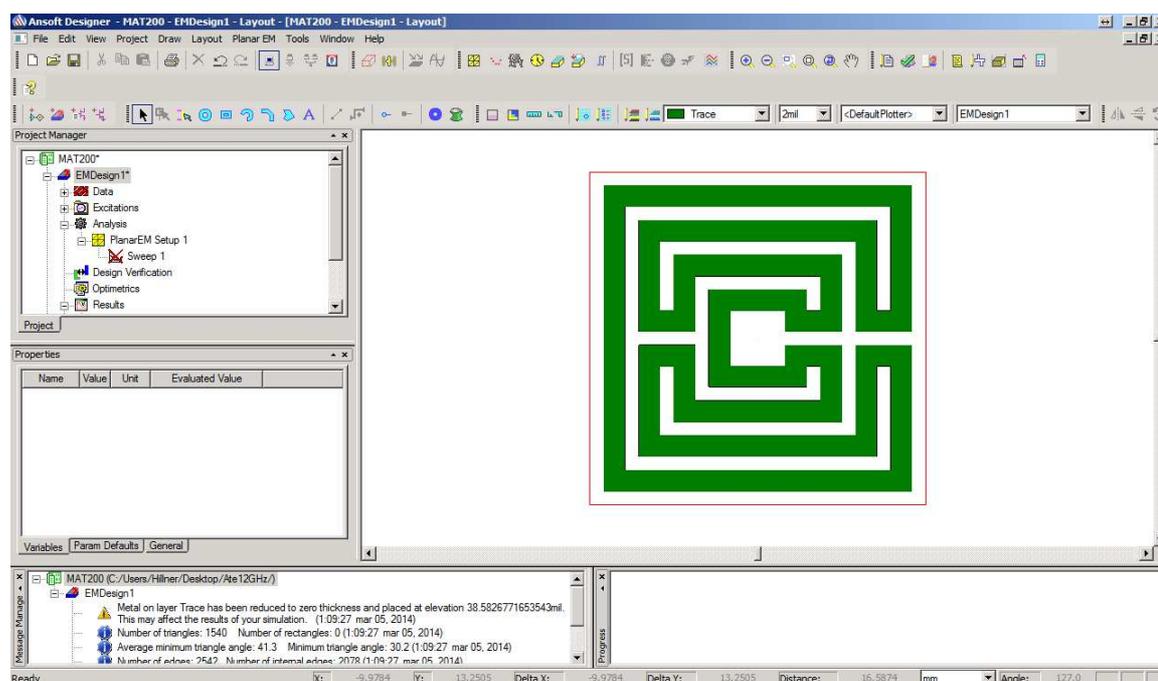


Figura 3.3: Área de trabalho do Ansoft Designer<sup>TM</sup>.

---

## 4. Análise preliminar da geometria

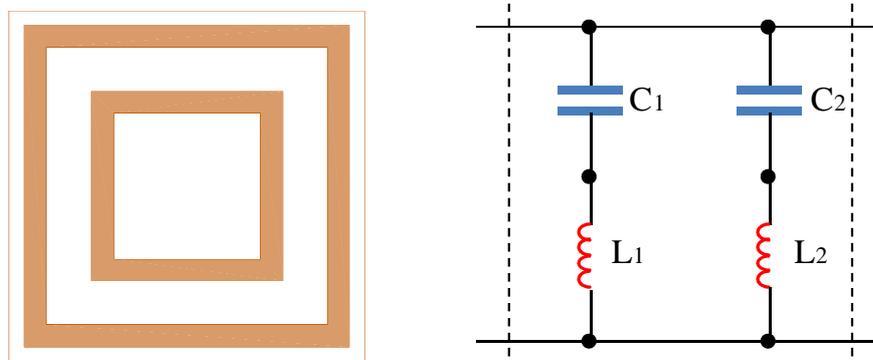
---

### 4.1. Introdução

Dada a dificuldade de obtenção do comportamento ressonante de FSS por métodos analíticos e numéricos, pode-se adotar, como ponto de partida, modelos estimativos capazes de descrever, de forma rápida e com uma razoável precisão, as primeiras frequências de ressonâncias para essa estrutura. Este capítulo descreve como valores estimados para a frequência de ressonância podem ser obtidos para as FSS matrioska.

### 4.2. Descrição da FSS matrioska

Os anéis concêntricos são a base da geometria FSS proposta. Aplicando a técnica do circuito equivalente [44], verifica-se que um conjunto com dois anéis concêntricos quadrados atua semelhantemente a um duplo circuito LC, Figura 4.1. Para esta geometria, o comportamento é o mesmo tanto para o campo na polarização horizontal como vertical.



(a) Geometria anéis concêntricos.

(b) Circuito equivalente.

Figura 4.1: Geometria anéis concêntricos e circuito LC equivalente.

Quando os anéis são conectados, novos elementos LC em série e paralelo são introduzidos, Figura 4.2. Esta modificação causa, na maioria dos elementos capacitivos e indutivos, uma dependência em relação à frequência e a polarização do campo incidente. Dessa forma, a abordagem analítica para estabelecer as equações de circuitos para esse novo modelo geométrico torna-se difícil, necessitando então, do uso de métodos numéricos e do conhecimento avançado de engenheiros experientes.

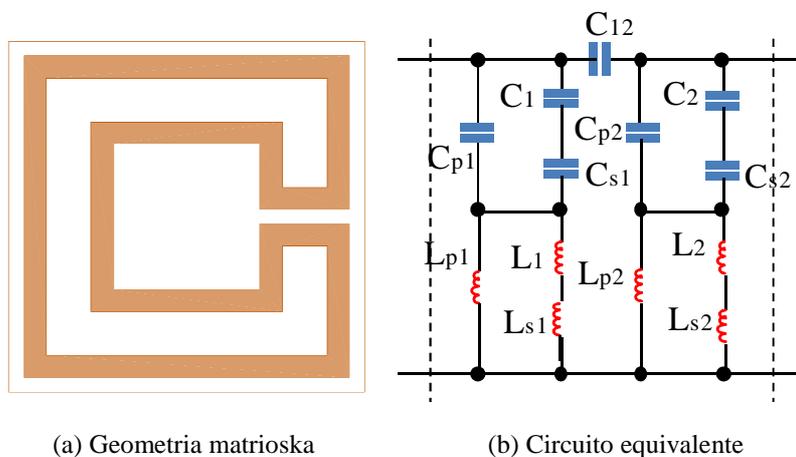


Figura 4.2: Geometria matrioska e seu circuito LC equivalente.

Observa-se também que, diferentemente da geometria anéis concêntricos, o modelo proposto apresenta uma estrutura integrada, formando um único anel, o que acaba por aumentar o seu comprimento linear total sem, contudo, estender a área inicialmente ocupada pela célula unitária, Figura 4.3.

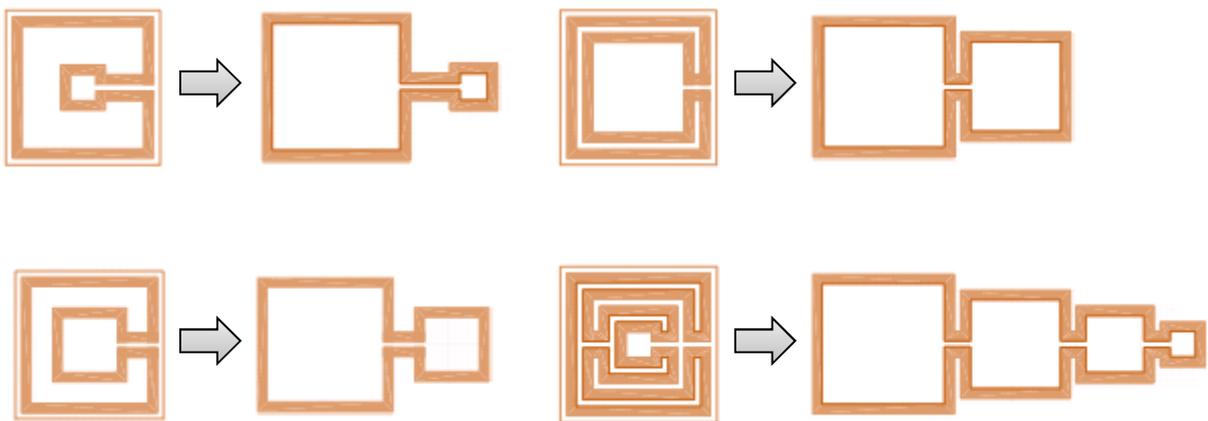


Figura 4.3: Expansão da matrioska.

### 4.3. Estimativa do comportamento ressonante

Diante da complexidade da geometria matrioska e da dificuldade na determinação das frequências de ressonância por meio dos métodos analíticos, um procedimento aproximado pode ser utilizado para estimar as duas primeiras frequências de ressonância dessa geometria.

Dada uma onda eletromagnética não estacionária gerada por uma fonte oscilante, a velocidade de propagação  $v$  desta onda é definida pela equação:

$$v = \lambda f \quad (14)$$

onde  $\lambda$  é o comprimento de onda e  $f$  sua frequência.

Considerando um meio isotrópico no qual a onda se desloca, sua velocidade de propagação  $v$  dependerá também da permeabilidade magnética  $\mu$  e da permissividade elétrica do mesmo, ou seja:

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (15)$$

Igualando as equações (14) e (15), obtêm-se:

$$f = \left( \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \right) \frac{1}{\lambda} \quad (16)$$

Considerando um meio onde  $\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$  e  $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$ , sendo  $\epsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12} \text{ F/m}$ , obtêm-se

$$f(\text{GHz}) = \frac{0,3}{\lambda\sqrt{\epsilon_r}} \quad (17)$$

Portanto, para uma dada onda incidente sobre uma FSS matrioska, a frequência de ressonância que se associa à geometria metálica sobre a sua superfície, apresenta comprimento de onda próximo ao comprimento efetivo da própria geometria ( $\lambda \approx L_{efet}$ ).

O conceito de comprimento efetivo será abordado no subitem seguinte.

#### 4.4. Comprimento efetivo

Para fins deste trabalho, define-se comprimento efetivo de uma geometria matrioska,  $L_{efet}$ , como o tamanho linear resultante da interação entre o campo incidente e a forma geométrica da camada metalizada. É o caminho circundado por onde o campo efetivamente acomoda-se sobre a superfície da geometria.

Deve-se destacar que o valor de  $L_{efet}$  varia a depender da polarização do campo. Na Figura 4.4 são ilustradas as dimensões empregadas no cálculo do comprimento efetivo e as dimensões básicas da geometria exemplificada.

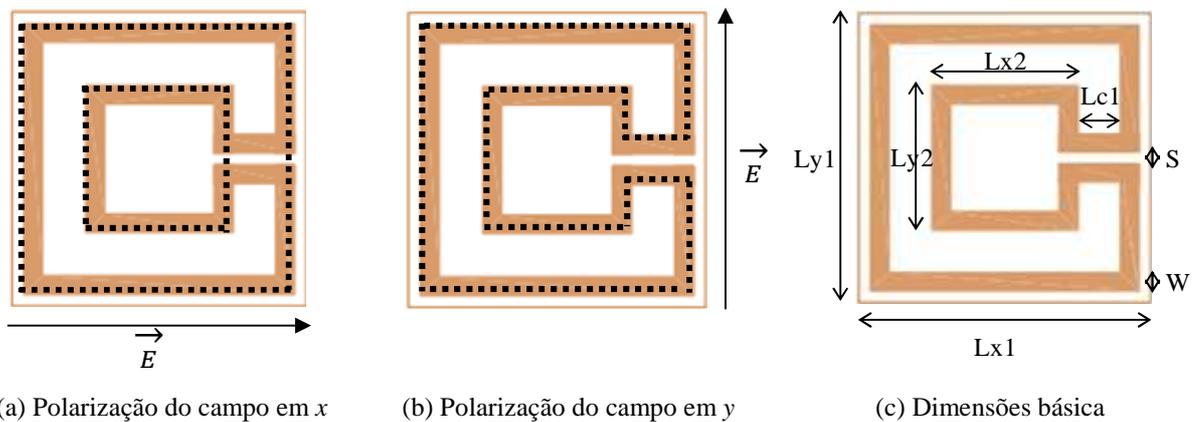


Figura 4.4: Comprimento efetivo para uma geometria matrioska.

Para a polarização na direção  $x$ , Figura 4.4a, a conexão entre os anéis e a abertura não é percebida pelo campo incidente. No caso da polarização em  $y$ , o campo “enxerga” a conexão, bem como toda a estrutura da geometria.

Como exemplo, considerando as dimensões da Figura 4.4c e os tamanhos  $Lx1 = Ly1 = 22$  mm,  $Lx2 = Ly2 = 13$  mm,  $Lc1 = 6$  mm,  $S = 1$  mm e  $W = 1,5$  mm obtêm-se  $L_{efet} = 128$  mm para a polarização em  $x$  e  $L_{efet} = 137$  mm para a polarização em  $y$ .

#### 4.5. Cálculo estimado da frequência de ressonância

Para estimar a frequência de ressonância, utiliza-se a seguinte expressão para o cálculo da constante dielétrica efetiva,  $\epsilon_r$ :

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon_{refeCPW} + 1}{2} \quad (18)$$

Sendo a constante dielétrica relativa efetiva,  $\epsilon_{refeCPW}$ , obtida a partir da aproximação de um guia de ondas coplanar, sem plano terra, com as mesmas dimensões da geometria matrioska e com valor do espaçamento entre condutores,  $S$ , igual a 10 vezes a espessura do substrato dielétrico (ver apêndice). Este valor também pode ser calculado por meio do software AppCad (opção *Coplanar Waveguide*) ou no site da Microwaves101 (opção *Calculator, coplanar waveguide*) [55,56]. O valor de  $\epsilon_r$  em ( 18 ) é dado pela média entre a constante dielétrica da guia coplanar e o ar.

Dado o formato fechado da geometria matrioska, pode-se estimar a segunda frequência de ressonância como metade do comprimento de onda, ou seja, metade do comprimento efetivo  $L_{efet}$ . Para frequências superiores, efeitos capacitivos e indutivos entre os anéis aumentam de forma significativa, não sendo possível obter um valor aproximado para as ressonâncias.

---

# 5. Resultados obtidos

---

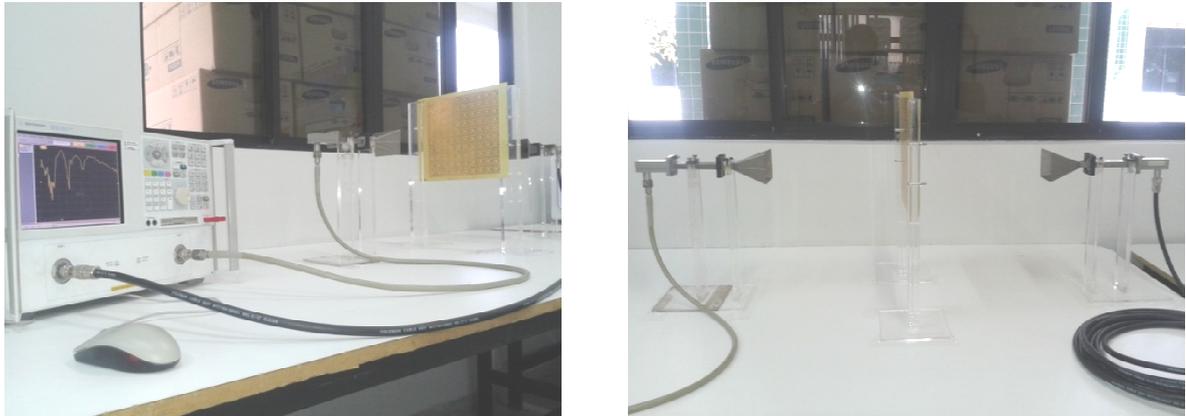
## 5.1. Introdução

Buscando dimensionar os modelos geométricos de FSS matrioskas a serem estudados, foram estimadas, inicialmente, as duas primeiras frequências de ressonância a partir do cálculo dos comprimentos efetivos e da equação definida no subitem 4.4. Com base nesses dados, foram determinados os tamanhos e os tipos geométricos analisados.

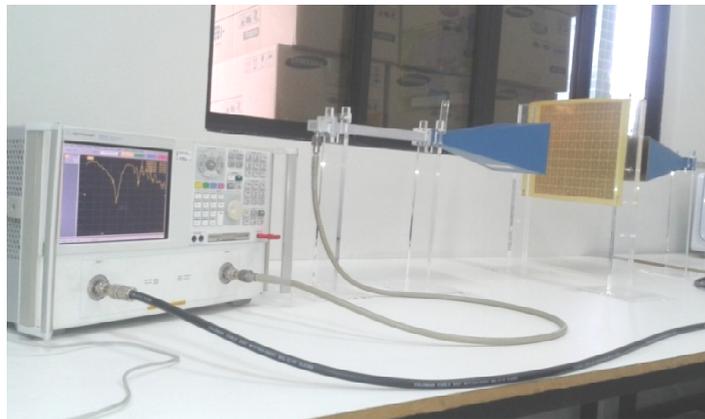
Para o estudo numérico do comportamento em frequência, foram calculadas as características de transmissão,  $|S_{21}|$ , a partir da aplicação do método dos momentos (MoM) descrito no Capítulo 3. Utilizando o programa comercial Ansoft Designer, desenvolvido com base neste método e instalado em um computador pessoal com processador AMD Phenom™ II X4 B97 3,20 GHz, 8,00 GB memória RAM, foram realizadas inúmeras simulações entre a faixa de varredura de 0,1 a 12 GHz, com configuração tipo interpolação e  $step = 0,1$  GHz.

Objetivando validar os resultados obtidos, quatro estruturas geométricas foram caracterizados experimentalmente, tendo as medições sido realizadas no Laboratório de Medidas em Micro-ondas do GTEMA/IFPB. Os protótipos de FSS foram fabricados no formato matricial  $10 \times 10$  periodicamente distribuídos sobre uma superfície de  $240 \text{ mm} \times 240 \text{ mm}$ . O substrato utilizado foi a fibra de vidro FR-4 ( $\epsilon_R = 4,4$  e  $\tan\delta = 0,02$ ), com altura  $h = 0,89 \text{ mm}$  (o mesmo aplicado em simulação). Para medição, o equipamento utilizado foi o analisador de redes vetorial, modelo N5230A *Agilent* e dois conjuntos de antenas tipo corneta. Para a faixa de 7,0 a 13,5 GHz, duas antenas tipo corneta padrão, Figura 5.1a, e para a faixa de 4,5 a 7,0 GHz utilizou-se um par de cornetas de ganho 20 dB, PE9859-20, Figura 5.1b; todos conectados por cabos e adaptadores coaxiais adequados.

Com o propósito de padronizar as medições realizadas e garantir que as FSS estivessem na região de campo distante, foi estabelecido um espaçamento fixo entre as duas antenas e colocados suportes horizontalmente e verticalmente alinhados, conforme mostrado no *setup* de medição da Figura 5.1.



(a) Medição utilizando par de cornetas de 7,0 a 13,5 GHz



(b) Medição utilizando par de cornetas de 4,5 a 7,0 GHz

Figura 5.1: *Setup* de medição

## 5.2. Resultados numéricos

### 5.2.1. Análise comparativa: anéis concêntricos *x* matrioska

Neste estudo são comparadas numericamente as características de transmissão,  $|S_{21}|$ , entre a geometria anéis concêntricos e a matrioska. Para tanto, foram adotados duas estruturas geométricas matrioskas e seus respectivos equivalentes em anéis concêntricos quadrados, Figura 5.2. As dimensões básicas utilizadas para ambas as geometrias estão descritas na Tabela 1. Foram consideradas também a espessura da fita  $W = 1,5$  mm e o espaçamento da fenda  $S = 1,0$  mm. A altura do substrato e o material utilizado estão descritos no subitem 5.1.

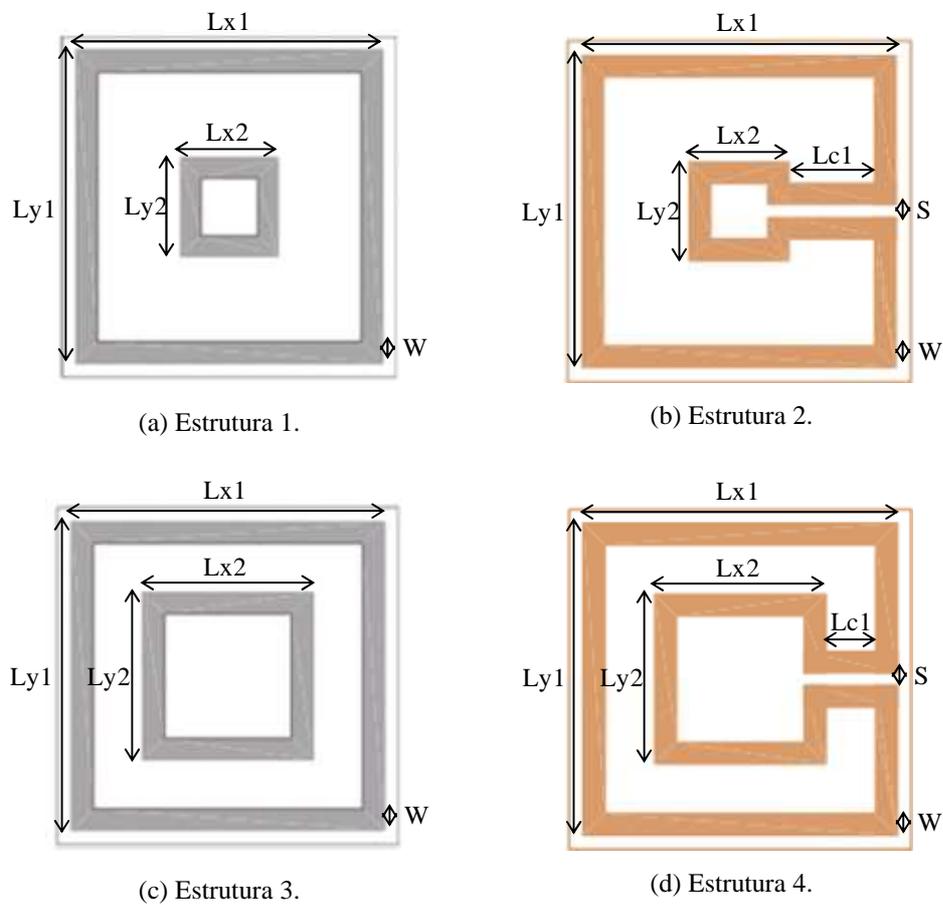
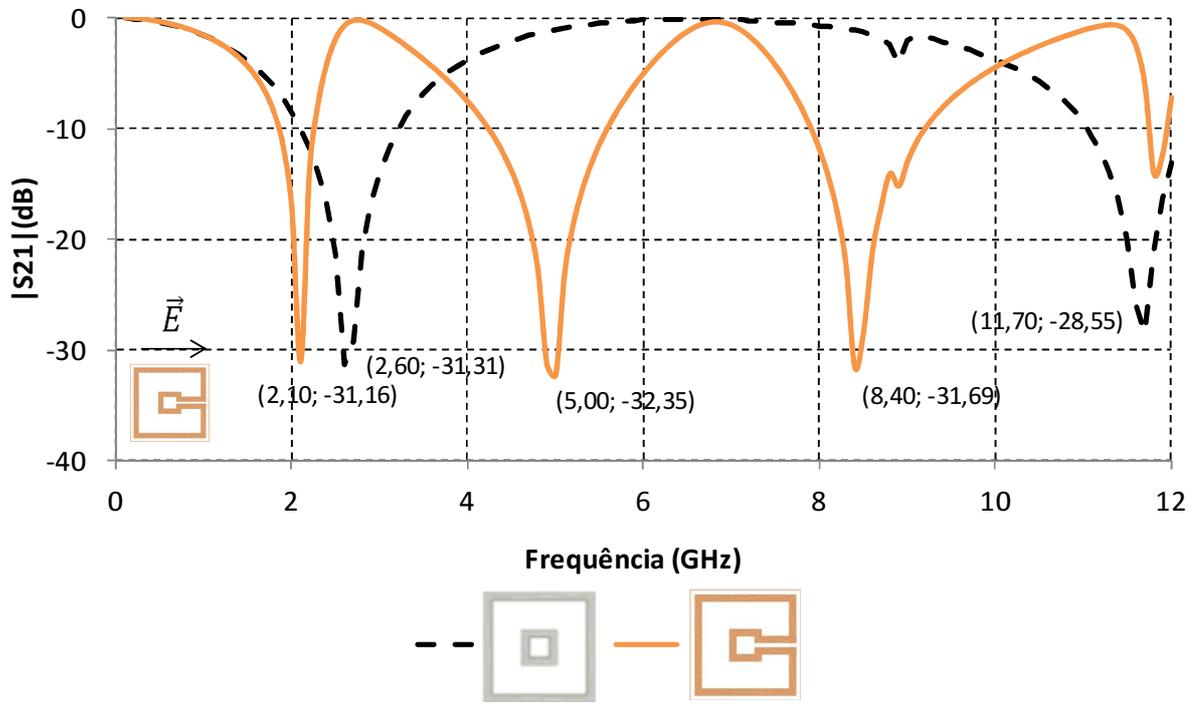


Figura 5.2: Estruturas matrioska e concêntrica equivalente.

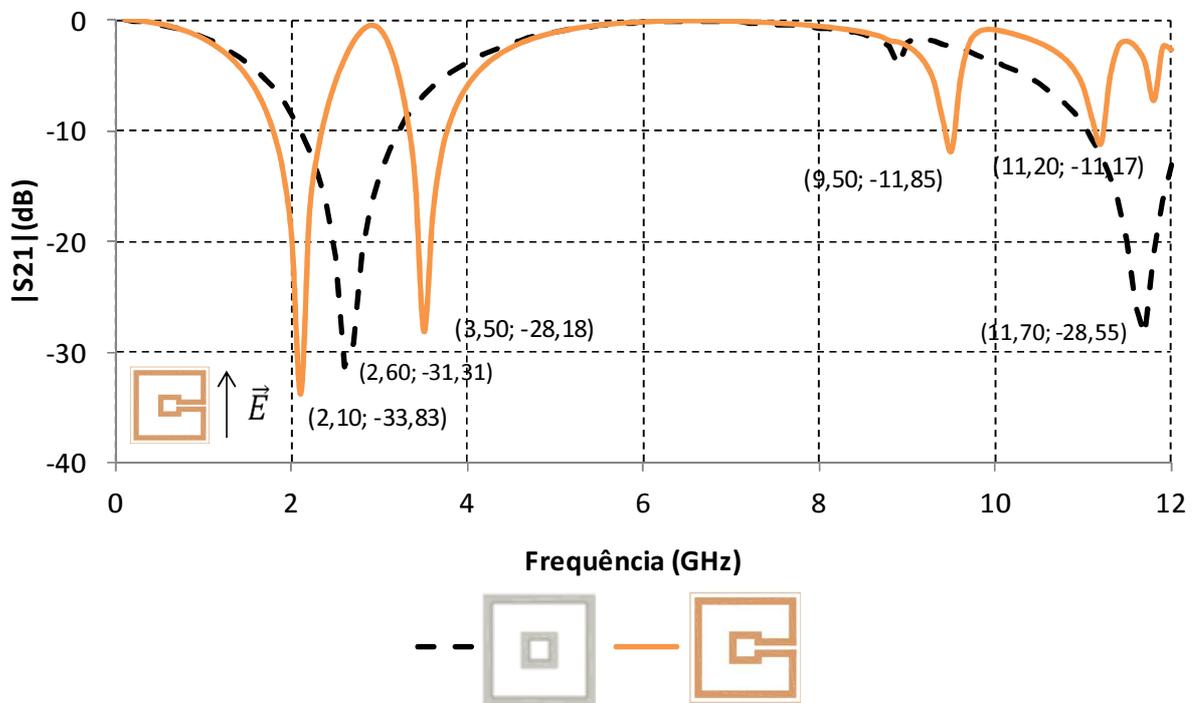
Tabela 1: Dimensões básicas para anéis concêntricos e matrioskas.

Tipo	$Lx1=Ly1$ (mm)	$Lx2=Ly2$ (mm)	$Lc1$ (mm)
Estrutura 1	22,0	7,0	Não possui
Estrutura 2	22,0	7,0	6,0
Estrutura 3	22,0	12,0	Não possui
Estrutura 4	22,0	12,0	3,5

Os resultados estão ilustrados na Figura 5.3, para as estruturas 1 e 2. As curvas do módulo do coeficiente de transmissão referem-se à polarização do campo elétrico nas direções  $x$  e  $y$ .



(a) Polarização do campo na direção x.



(b) Polarização do campo na direção y.

Figura 5.3: Comparação entre geometria concêntrica e matrioska – estruturas 1 e 2.

Na Figura 5.3a pode-se avaliar que, para o campo elétrico polarizado na direção  $x$ , a geometria matrioska apresenta quatro frequências de ressonância, duas a mais em relação à geometria anéis concêntricos. Essas ressonâncias expõem uma distribuição regular com diferenças próximas de 3 GHz entre frequências: 2,1 GHz, 5 GHz, 8,4 GHz e 11,8 GHz.

Para a Figura 5.3b, com polarização do campo elétrico em  $y$ , a geometria matrioska exhibe a primeira ressonância também em 2,1 GHz. Observa-se ainda um distanciamento entre as frequências mais baixas e mais altas divididas por uma faixa de 4 GHz a 9 GHz.

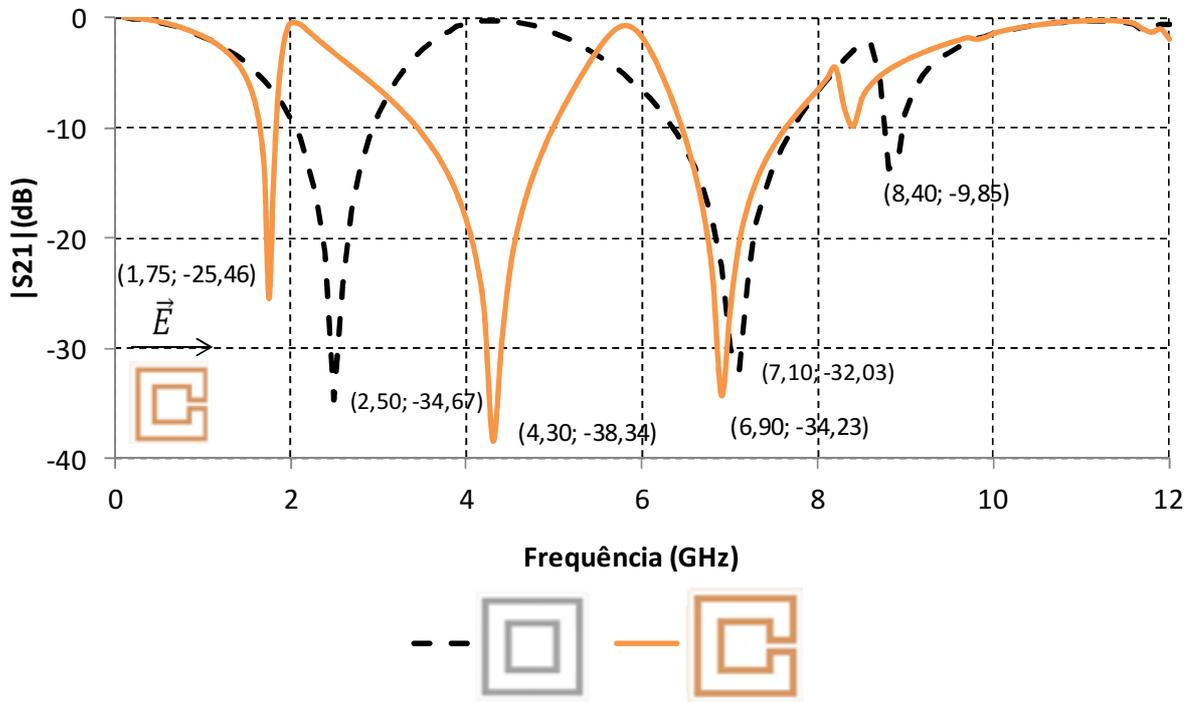
Comparado a característica do coeficiente de transmissão da matrioska para ambas as polarizações, Figura 5.3a e Figura 5.3b, constata-se a permanência da primeira ressonância em 2,1 GHz e uma variação significativa na segunda e terceira frequências de ressonância: de 5 GHz para 3,5 GHz e de 8,4 GHz para 9,5 GHz; respectivamente.

Na próxima ilustração, Figura 5.4, são apresentados os resultados do módulo do coeficiente de transmissão para as estruturas 3 e 4.

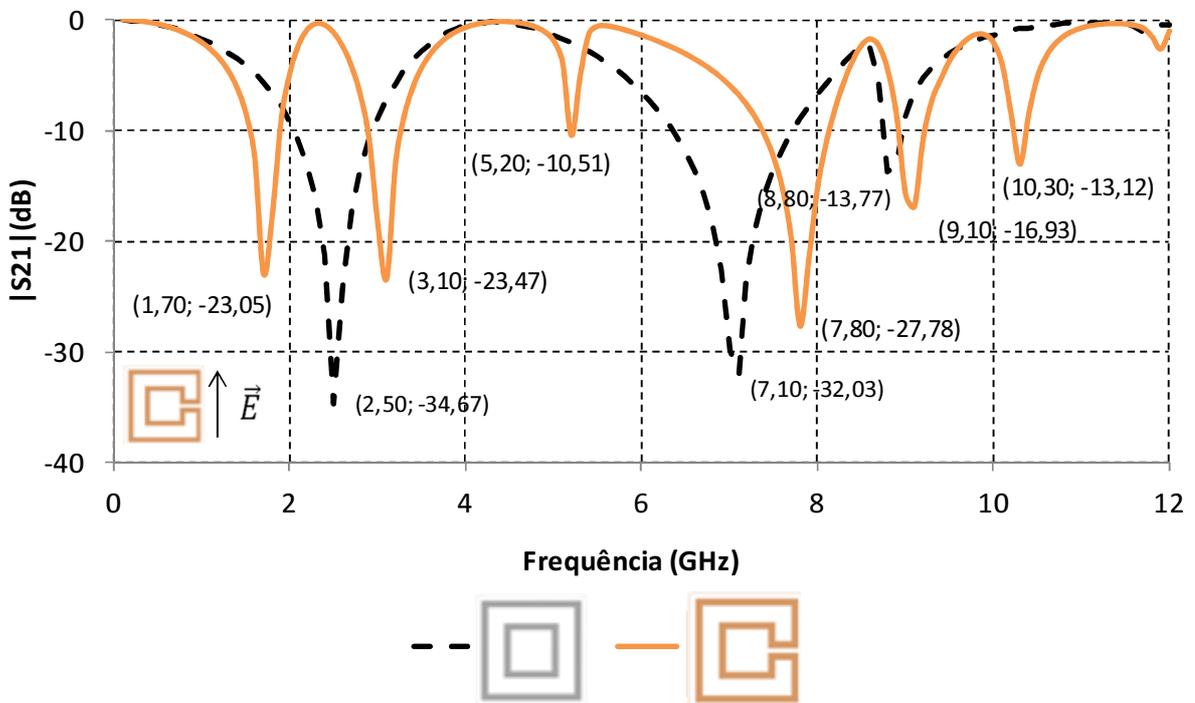
Observando a ilustração da Figura 5.4a, verifica-se a ocorrência de uma nova ressonância em 1,75 GHz e a aproximação das duas frequências vista na estrutura concêntrica após a interligação dos anéis (geometria matrioska).

Para o caso da polarização em  $y$ , Figura 5.4b, o número de frequências de ressonâncias aumenta consideravelmente para a geometria matrioska. Percebe-se também, um espalhamento dessas frequências entre as regiões mais baixas e mais altas do espectro de frequência estudado. Este mesmo comportamento também pode ser observado para a estrutura 2, quando também aplicado um campo na direção  $y$ , Figura 5.3b. Note que para a polarização em  $x$ , este comportamento não é evidenciado.

Ainda com relação à polarização em  $x$ , comparando as curvas obtidas para as estruturas 2 e 4 da matrioska, Figura 5.3a e Figura 5.4a, pode-se constatar uma aproximação entre as frequências ressonantes e um deslocamento destas para as faixas de menor intensidade, a medida que o comprimento efetivo aumenta.



(a) Polarização do campo na direção x.



(b) Polarização do campo na direção y.

Figura 5.4: Comparação geometria concêntrica e matrioska – estruturas 3 e 4.

### 5.2.2. Análise estimativa

Objetivando avaliar a relação entre o comprimento efetivo da geometria e sua característica de transmissão, foram realizadas duas séries de simulações numéricas e calculadas suas respectivas frequências de ressonância, utilizando o MoM e a equação estimada. Os dados foram coletados para as duas primeiras frequências de ressonância, considerando as polarizações do campo elétrico na direção  $x$  e  $y$ .

Para este estudo, as dimensões da célula unitária ( $24 \text{ mm} \times 24 \text{ mm}$ ), a altura do dielétrico ( $h = 0,89 \text{ mm}$ ), a largura da fita de metalização ( $W = 1,5 \text{ mm}$ ) e a largura da fenda ( $S = 1,0 \text{ mm}$ ) foram consideradas fixas. O parâmetro variável considerado é o comprimento total da geometria matrioska. Em ambas as simulações, as conexões  $Lc1$  foram ajustadas de forma a manter a ligação entre os anéis e o tamanho de  $2 \text{ mm}$  da fenda.

A primeira série de simulações utilizou como geometria inicial a Figura 5.5a constituída pelos lados do anel externo fixo em  $Lx1 = Ly1 = 22 \text{ mm}$ . Para o anel interno, com  $Lx2 = Ly2 = 17 \text{ mm}$ , foi aplicada uma redução gradativa de  $1,0 \text{ mm}$  para cada lado do anel interno até  $Lx2 = Ly2 = 7,0 \text{ mm}$ , Figura 5.5b.

As dimensões utilizadas, o comprimento efetivo, as frequências simuladas e estimadas, e suas respectivas diferenças são apresentadas nas Tabela 2 e Tabela 3.

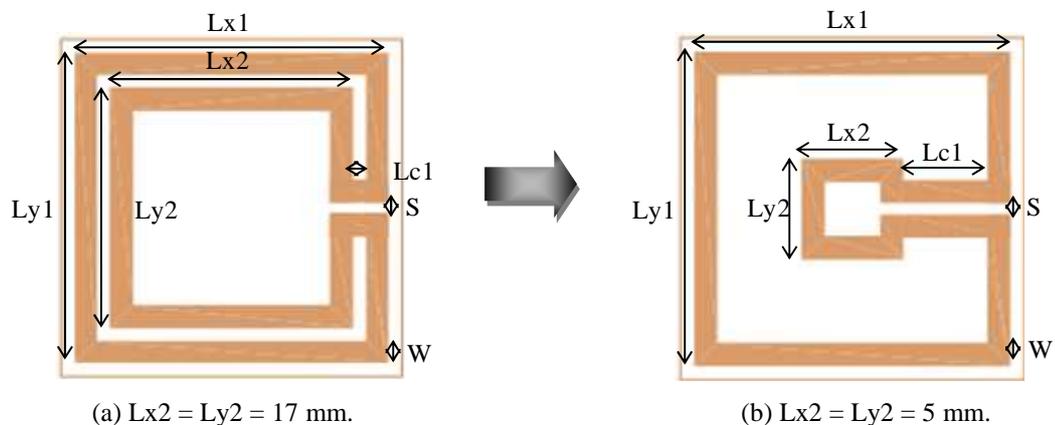


Figura 5.5: Primeira série de simulações.

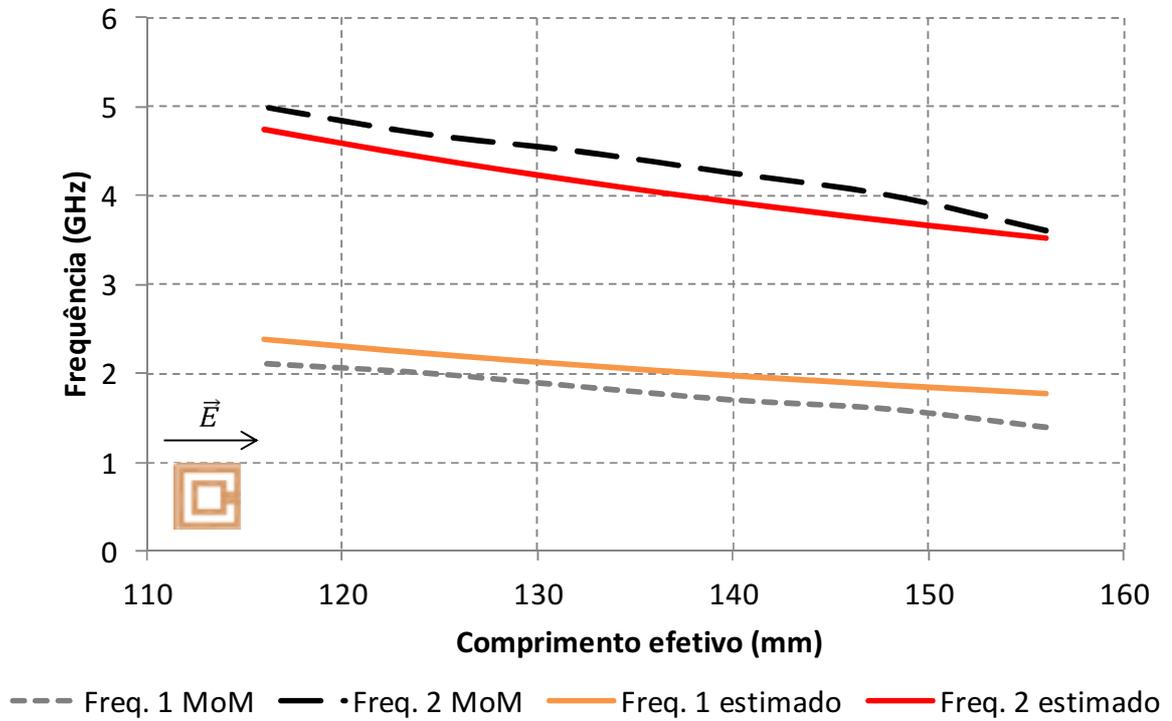
Tabela 2: Resultado para a primeira série de simulações - polarização em x.

Dimensões			Comp. Efetivo $L_{efet}$ (mm)	MoM		Estimada		Diferença	
Lx1 = Ly1 (mm)	Lx2 = Ly2 (mm)	Lc1 (mm)		Freq. 1 (GHz)	Freq. 2 (GHz)	Freq. 1 (GHz)	Freq. 2 (GHz)	Dif. 1 (%)	Dif. 2 (%)
22	17	1	156	1,40	3,60	1,76	3,53	-25,92	2,07
22	15	2	148	1,60	4,00	1,86	3,72	-16,13	7,09
22	13	3	140	1,70	4,25	1,96	3,93	-15,55	7,56
22	11	4	132	1,85	4,50	2,08	4,17	-12,61	7,41
22	9	5	124	2,00	4,70	2,22	4,44	-10,89	5,63
22	7	6	116	2,10	5,00	2,37	4,74	-12,89	5,17

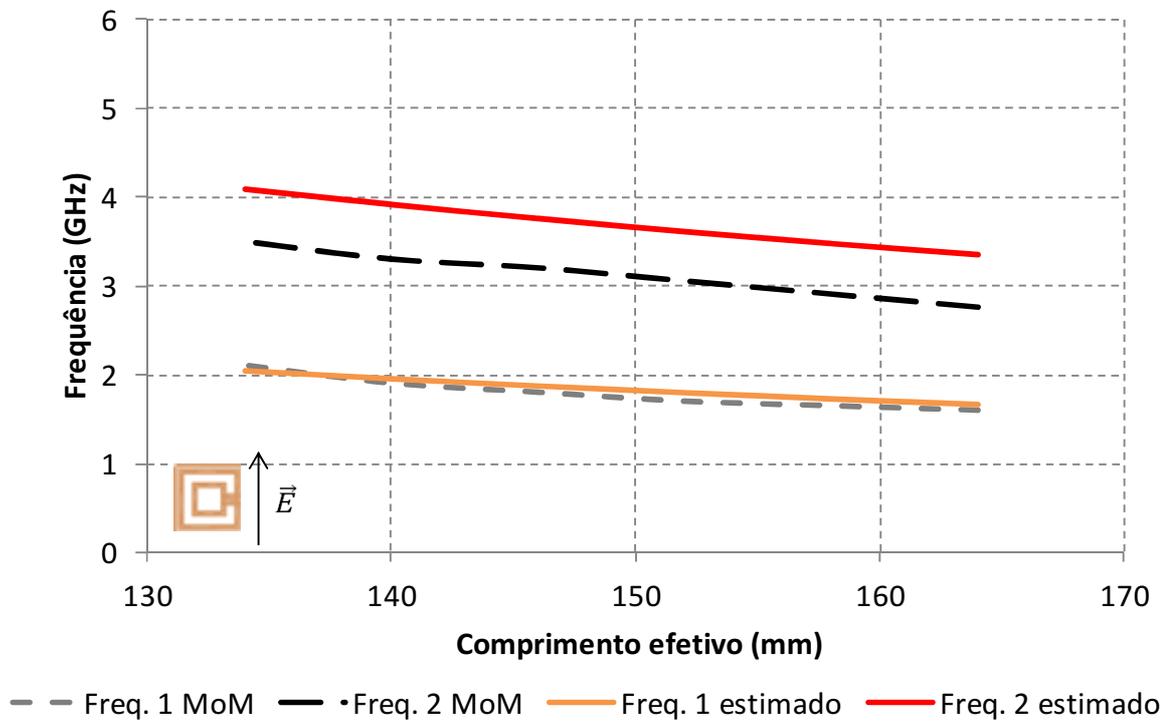
Tabela 3: Resultado para a primeira série de simulações - polarização em y.

Dimensões			Comp. Efetivo $L_{efet}$ (mm)	MoM		Estimada		Diferença	
Lx1 = Ly1 (mm)	Lx2 = Ly2 (mm)	Lc1 (mm)		Freq. 1 (GHz)	Freq. 2 (GHz)	Freq. 1 (GHz)	Freq. 2 (GHz)	Dif. 1 (%)	Dif. 2 (%)
22	17	1	164	1,60	2,75	1,67	3,34	-4,42	-21,51
22	15	2	158	1,65	2,90	1,73	3,47	-5,10	-19,60
22	13	3	152	1,70	3,05	1,80	3,61	-6,04	-18,21
22	11	4	146	1,80	3,20	1,88	3,75	-4,26	-17,29
22	9	5	140	1,90	3,30	1,96	3,91	-3,01	-18,61
22	7	6	134	2,10	3,50	2,04	4,09	2,63	-16,84

As curvas entre os resultados simulados e estimados para as duas primeiras frequências de ressonâncias estão ilustradas na Figura 5.6.



(a) Polarização do campo na direção  $x$ .



(b) Polarização do campo na direção  $y$ .

Figura 5.6: Comparação entre os resultados obtidos para primeira série de simulações.

Para a segunda série de simulações, a geometria parte da estrutura ilustrada na Figura 5.7a, onde os tamanhos dos lados  $Lx2$  e  $Ly2$  do anel interno são fixados em 7 mm e reduz-se  $Lx1 = Ly1 = 22$  mm sucessivamente, em 2 mm, até  $Lx1 = Ly1 = 12$  mm, Figura 5.7b.

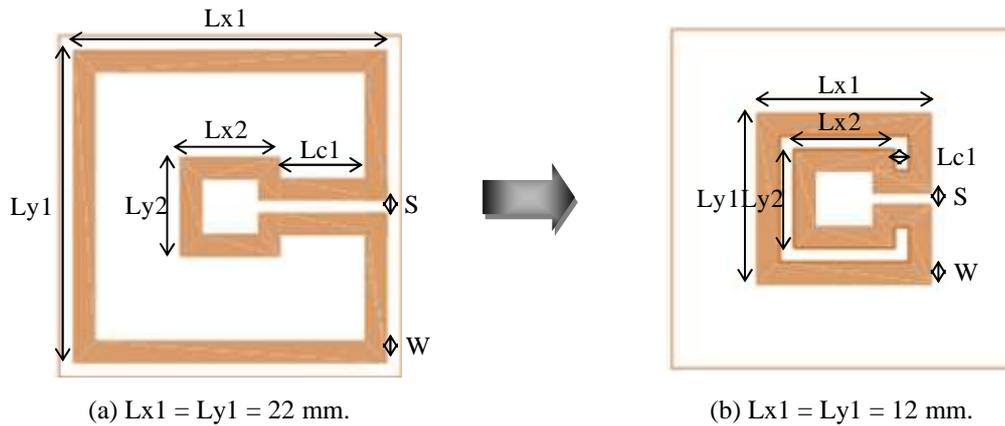


Figura 5.7: Segunda série de simulações.

As Tabela 4 e Tabela 5 apresentam as dimensões da geometria, o comprimento efetivo, às duas primeiras ressonâncias obtidas por simulação e as duas primeiras pelo método estimado. As últimas colunas destacam as diferenças encontradas entre os dois métodos.

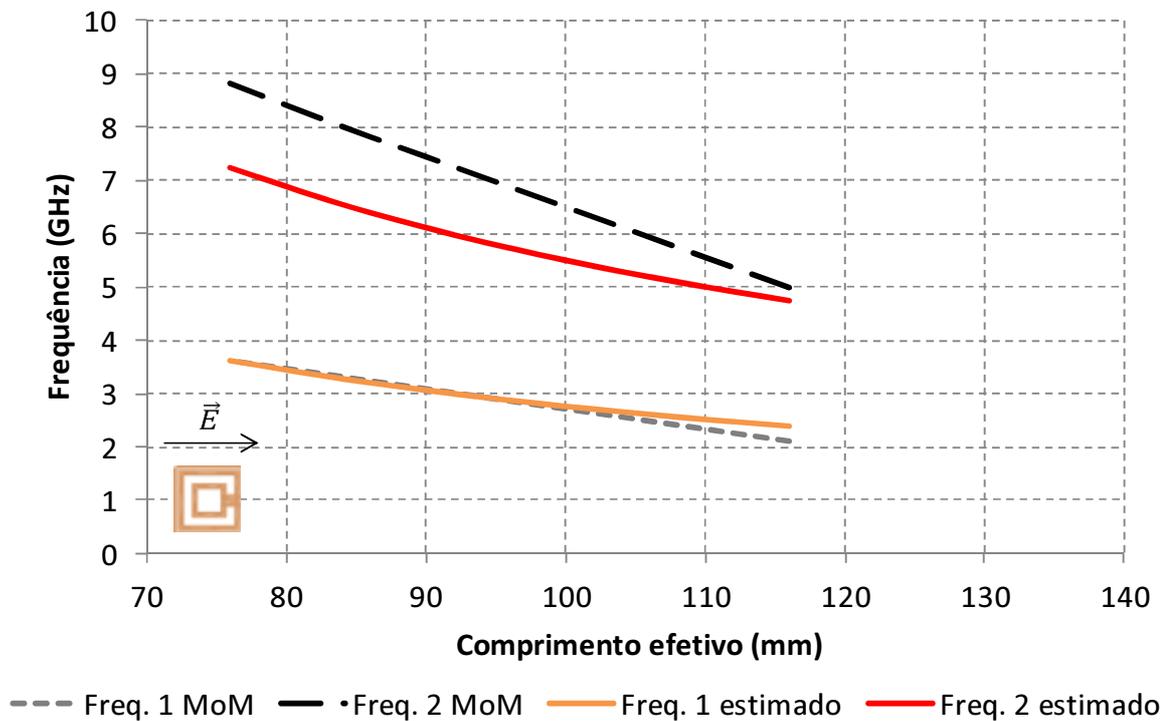
Tabela 4: Resultado para a segunda série de simulações - polarização em  $x$ .

Dimensões			Comp. Efetivo $L_{efet}$ (mm)	MoM		Estimada		Diferença	
$Lx1 = Ly1$ (mm)	$Lx2 = Ly2$ (mm)	$Lc1$ (mm)		Freq. 1 (GHz)	Freq. 2 (GHz)	Freq. 1 (GHz)	Freq. 2 (GHz)	Dif. 1 (%)	Dif. 2 (%)
22	7	6	116	2,10	5,00	2,37	4,74	-12,89	5,17
20	7	5	108	2,40	5,75	2,55	5,09	-6,10	11,43
18	7	4	100	2,70	6,50	2,75	5,50	-1,85	15,38
16	7	3	92	3,00	7,25	2,99	5,98	0,36	17,54
14	7	2	84	3,30	8,00	3,27	6,55	0,79	18,15
12	7	1	76	3,60	8,80	3,62	7,24	-0,51	17,76

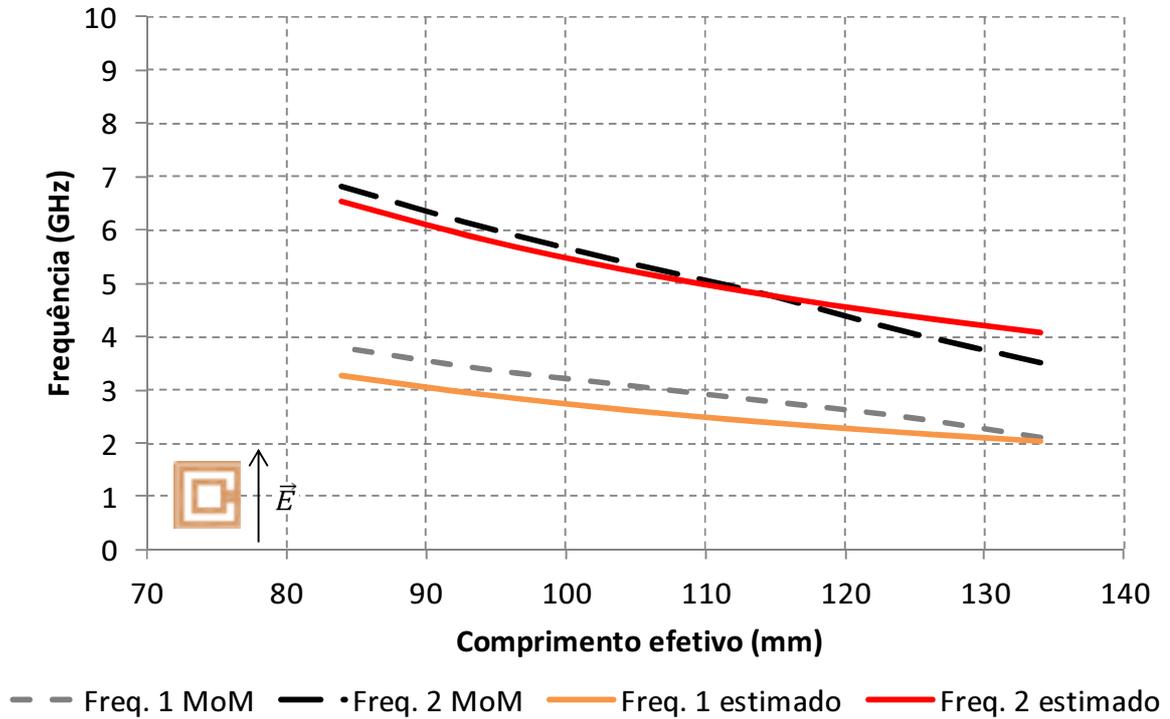
Tabela 5: Resultado para a segunda série de simulações - polarização em y.

Dimensões			Comp. Efetivo $L_{efet}$ (mm)	MoM		Estimativa		Diferença	
$L_{x1}$ = $L_{y1}$ (mm)	$L_{x2}$ = $L_{y2}$ (mm)	$L_{c1}$ (mm)		Freq. 1 (GHz)	Freq. 2 (GHz)	Freq. 1 (GHz)	Freq. 2 (GHz)	Dif. 1 (%)	Dif. 2 (%)
22	7	6	134	2,10	3,50	2,04	4,09	2,63	-16,84
20	7	5	124	2,50	4,10	2,21	4,42	11,61	-7,79
18	7	4	114	2,80	4,80	2,40	4,81	14,16	-0,15
16	7	3	104	3,10	5,40	2,63	5,27	15,01	2,42
14	7	2	94	3,40	6,05	2,91	5,83	14,27	3,64
12	7	1	84	3,80	6,80	3,26	6,52	14,16	4,06

Nas ilustrações da Figura 5.8 são exibidas, graficamente, a relação entre o comprimento efetivo e as duas primeiras frequências de ressonância.



(a) Polarização do campo na direção x.



(b) Polarização do campo na direção  $y$ .

Figura 5.8: Comparação entre os resultados obtidos para segunda série de simulações.

Analisando os resultados obtidos, Figura 5.6 e Figura 5.8, observa-se que embora os resultados estimados não possuam um alto grau de precisão, ainda são bastante úteis para a determinação das dimensões e das frequências de ressonância iniciais, a serem otimizados posteriormente.

### 5.3. Resultados Experimentais

Inicialmente, foram construídas fisicamente quatro FSS para análise e medição dos módulos de transmissão,  $|S_{21}|$ , Figura 5.9. As FSS estruturas 1, 2 e 3 foram projetadas variando apenas o comprimento do anel interno da geometria. Com o mesmo objetivo, foram utilizados quatro anéis interconectados para a estrutura 4.

Para todas as estruturas selecionadas, adota-se a espessura da fita de cobre  $W = 1,5$  mm e para as fendas  $S = 1,0$  mm. As demais dimensões aplicadas estão descritas na Tabela 6. Como restrição, considera-se a distância  $L_{c1}$  mínima entre anéis não menor que 1,0 mm.

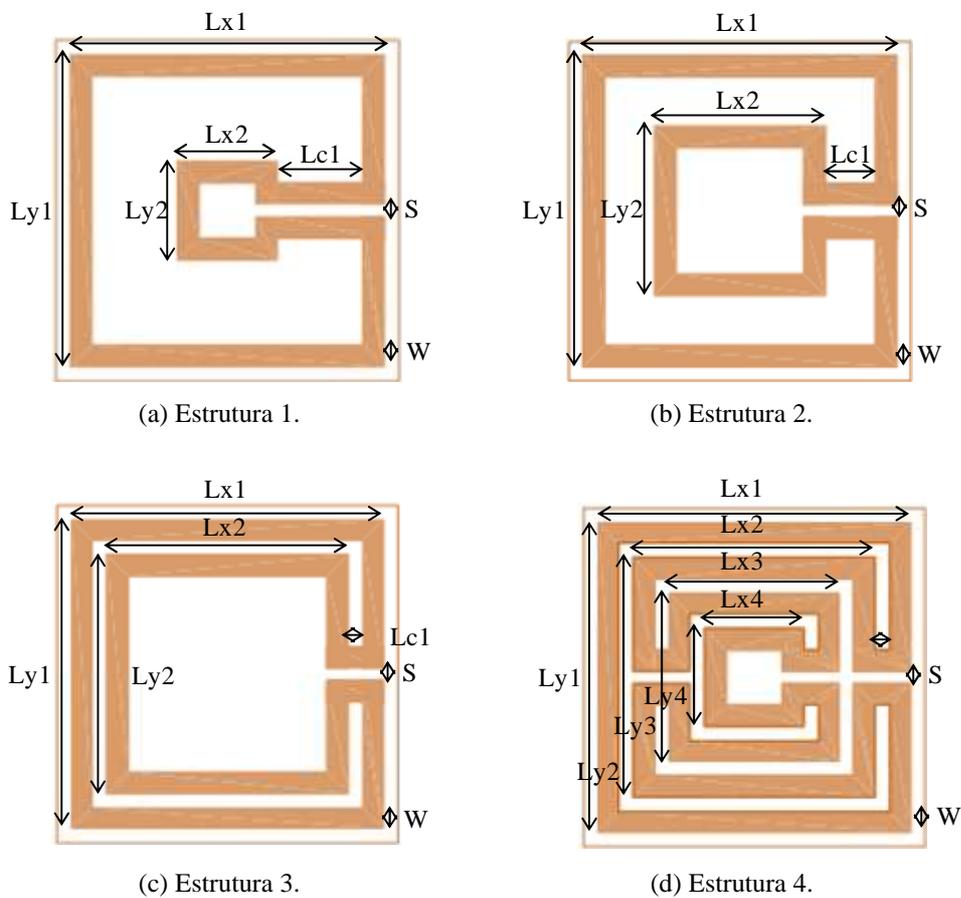
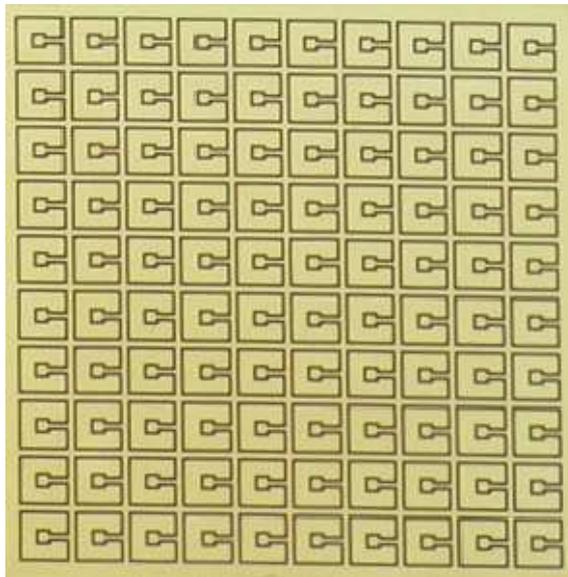


Figura 5.9: Estruturas geométricas selecionadas para construção.

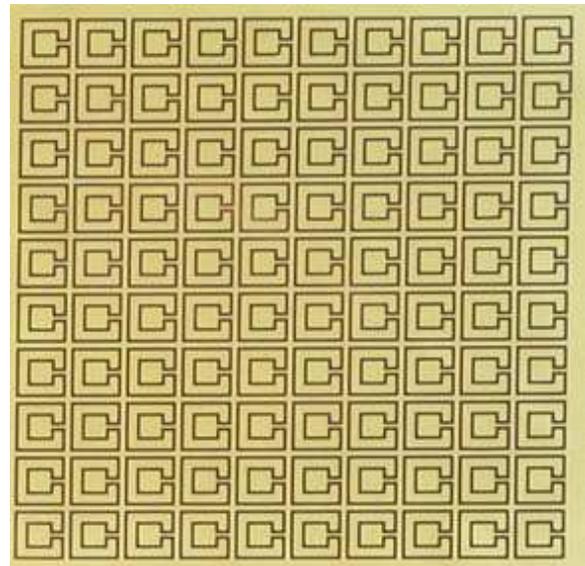
Cada um dos arranjos foi preparado e medido para as polarizações do campo em  $x$  e  $y$ , conforme descrito no subitem 5.1. Os protótipos confeccionados estão apresentados na Figura 5.10.

Tabela 6: Dimensões básicas para as FSS construídas.

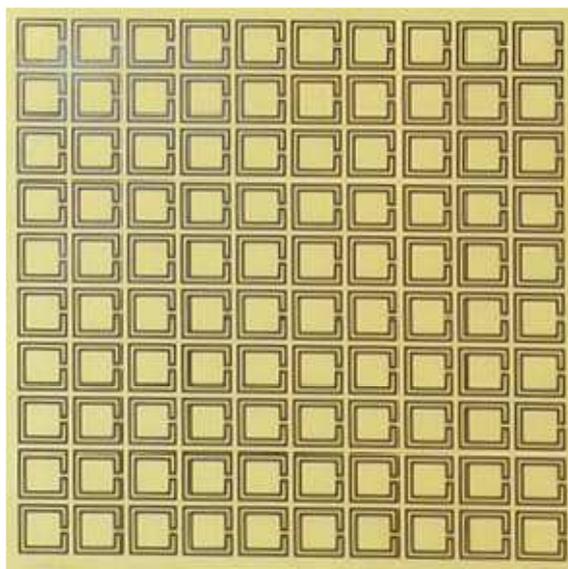
Descrição dos Modelos	$Lx1 = Ly1$ (mm)	$Lx2 = Ly2$ (mm)	$Lx3 = Ly3$ (mm)	$Lx4 = Ly4$ (mm)	$Lc1$ (mm)	$Lc2 = Lc3 = Lc4$ (mm)
Estrutura 1	22,0	7,0	Não possui		6,0	Não possui
Estrutura 2	22,0	12,0			3,5	
Estrutura 3	22,0	17,0			1,0	
Estrutura 4	22,0	17,0	12,0	7,0	1,0	1,0



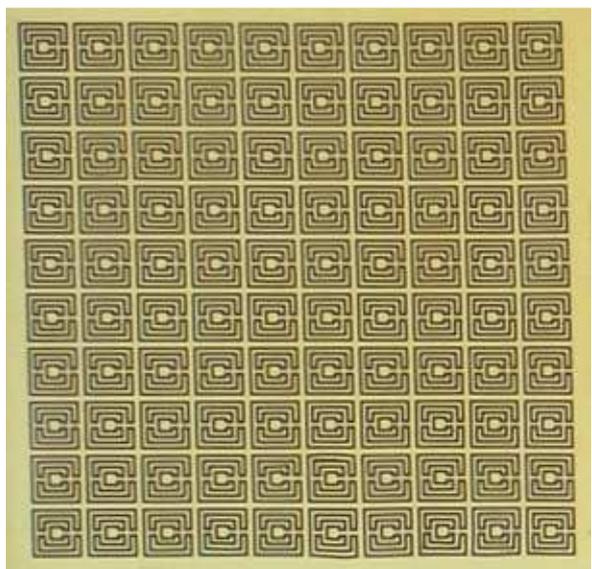
(a) Estrutura 1.



(b) Estrutura 2.



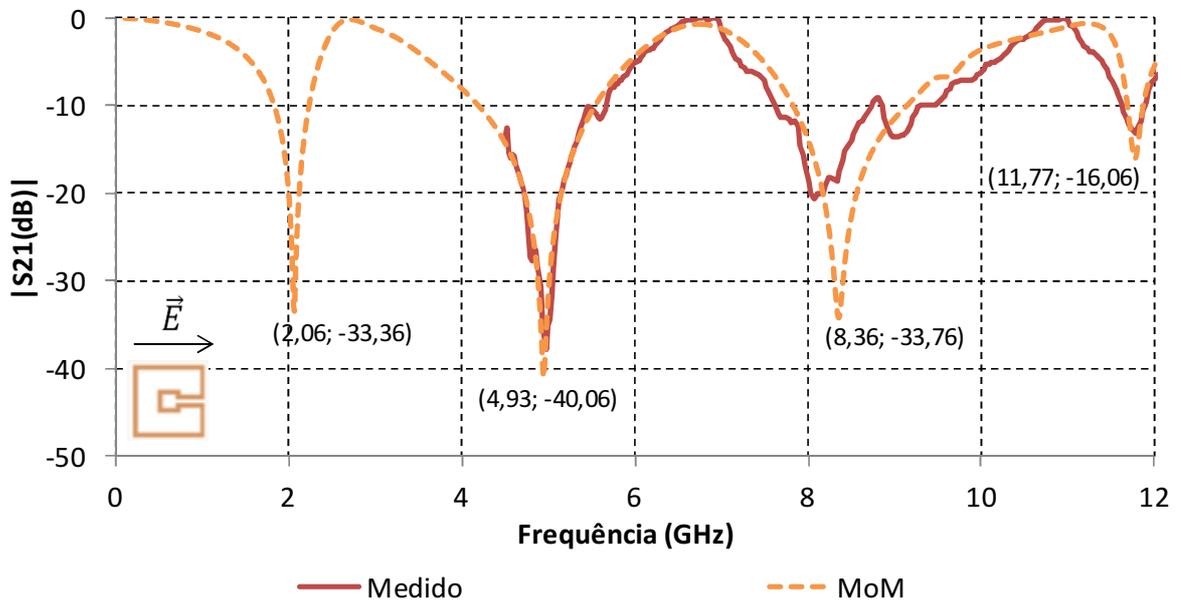
(c) Estrutura 3.



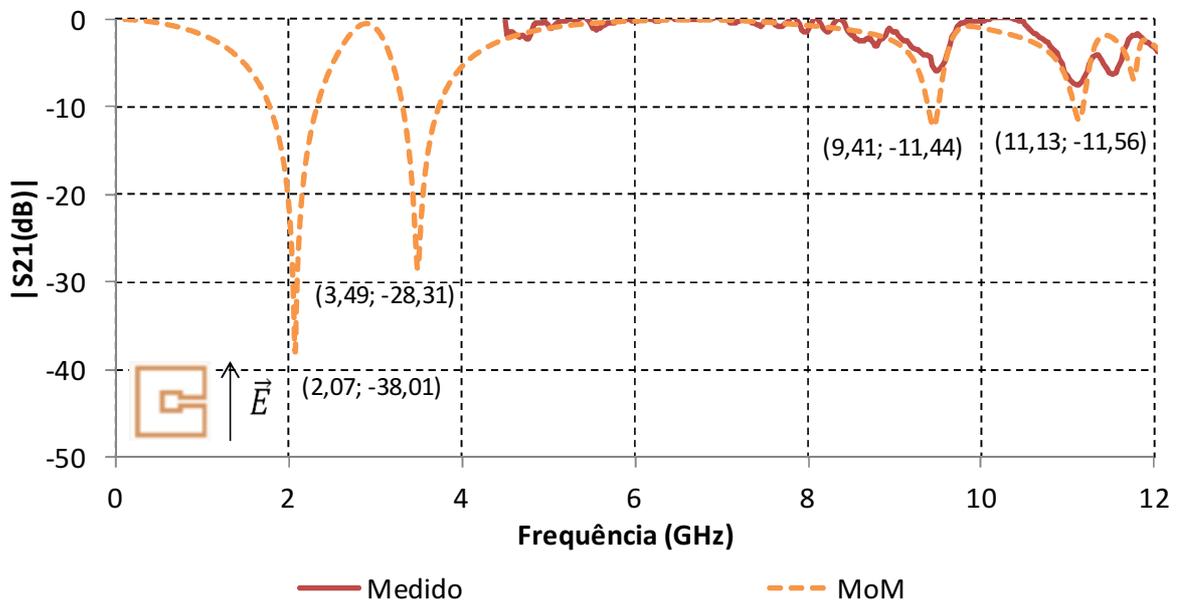
(d) Estrutura 4.

Figura 5.10: Protótipos de FSS matrioska confeccionados.

Os resultados das medições para os quatro primeiros protótipos de FSS são apresentados e comparados suas respectivas curvas obtidas numericamente por meio do método dos momentos, Figura 5.11, Figura 5.12, Figura 5.13 e Figura 5.14. As estruturas foram medidas no intervalo de 4,5 a 12 GHz considerando as polarizações do campo elétrico nas direções  $x$  e  $y$ , separadamente.

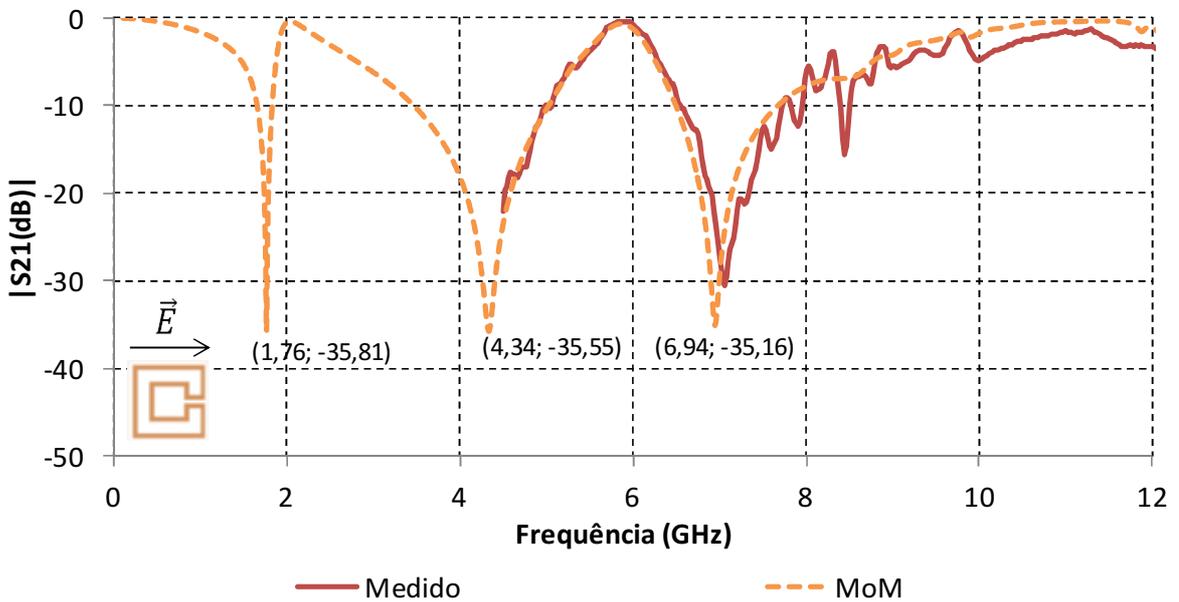


(a) Polarização do campo na direção  $x$ .

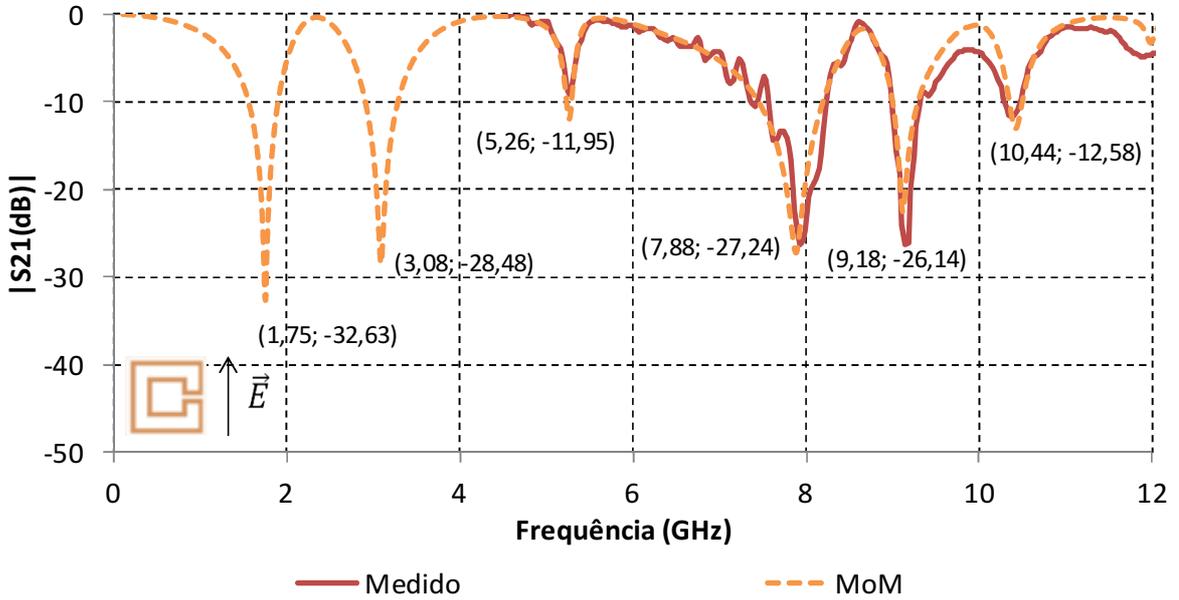


(b) Polarização do campo na direção  $y$ .

Figura 5.11: Resultados medidos e simulados – estrutura 1.

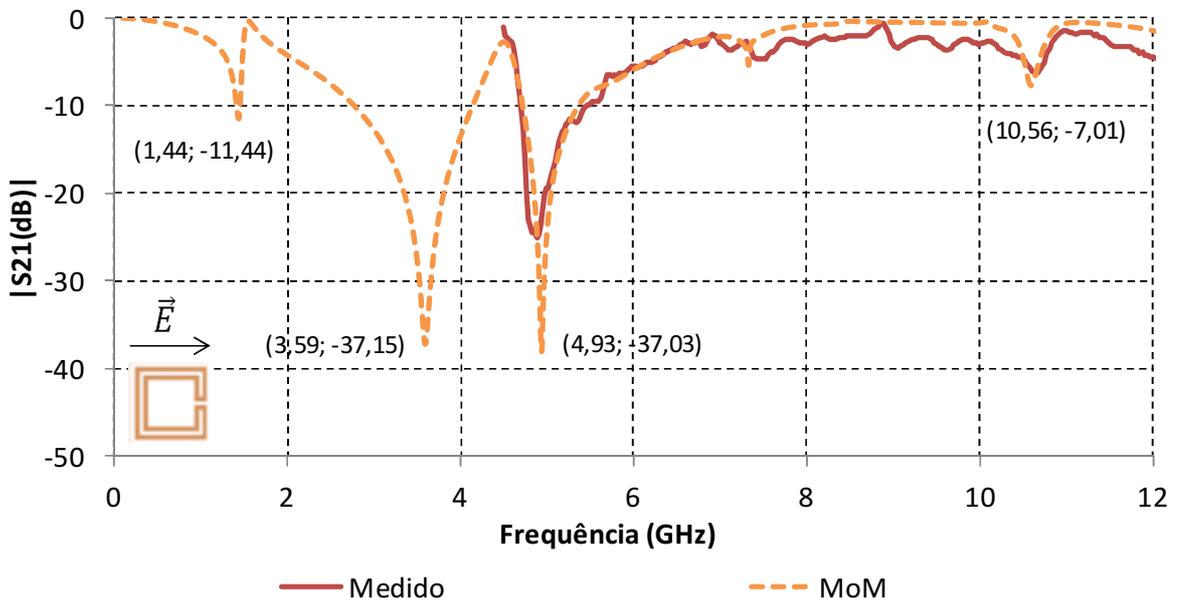


(a) Polarização do campo na direção  $x$ .

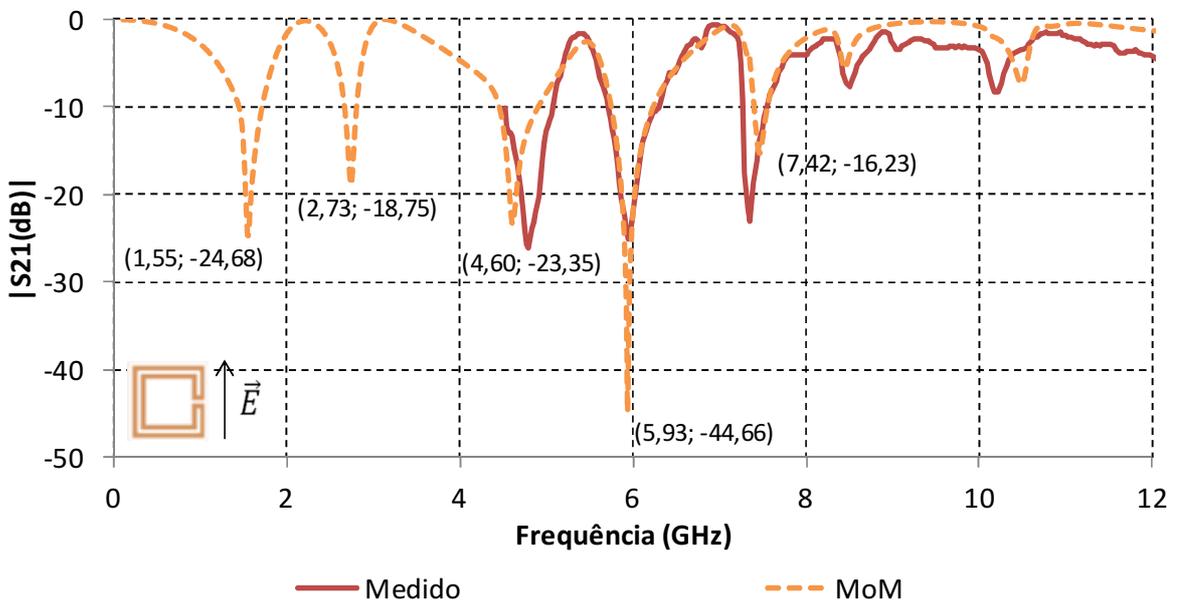


(b) Polarização do campo na direção  $y$ .

Figura 5.12: Resultados medidos e simulados – estrutura 2.

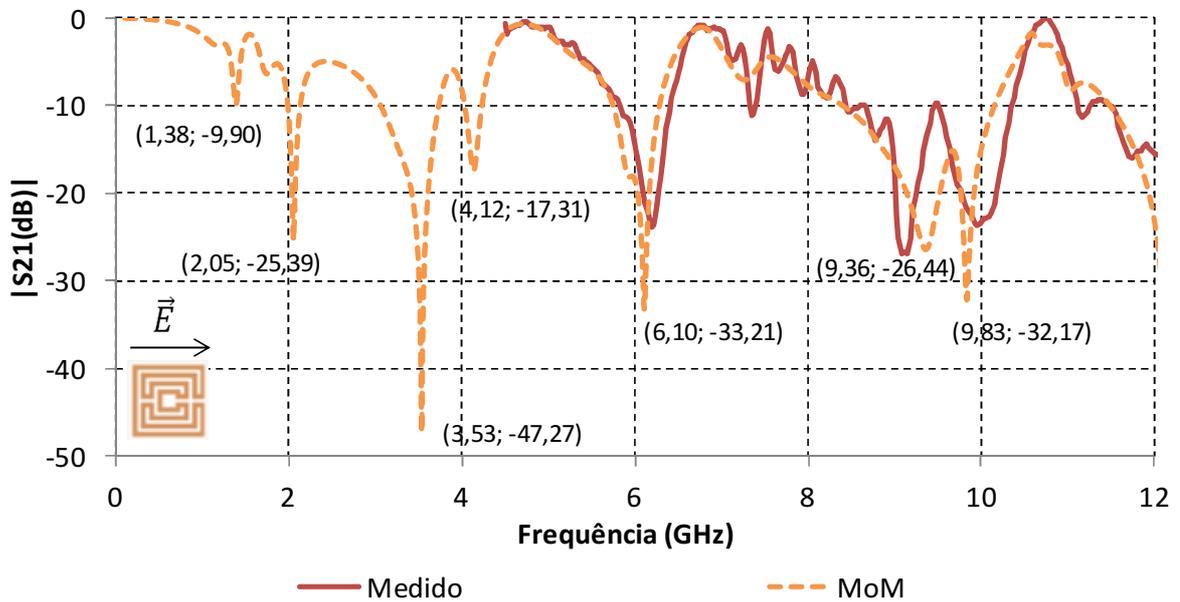


(a) Polarização do campo na direção x.

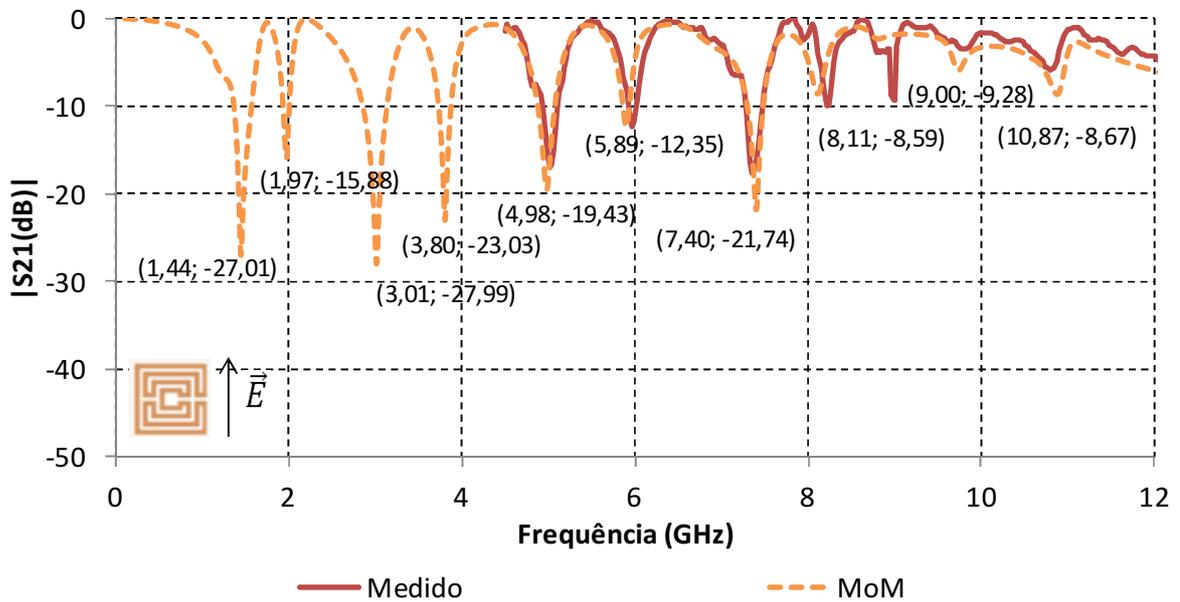


(b) Polarização do campo na direção y.

Figura 5.13: Resultados medidos e simulados – estrutura 3.



(a) Polarização do campo na direção x.



(b) Polarização do campo na direção y.

Figura 5.14: Resultados medidos e simulados – estrutura 4.

Da análise feita a partir das comparações das Figura 5.11, Figura 5.12, Figura 5.13 e Figura 5.14, verifica-se que os resultados medidos validaram, com boa concordância, os resultados numéricos.

Ainda com relação as ilustrações anteriores, pode-se observar que a polarização do campo em  $y$  apresenta um maior número de ressonâncias em relação a polarização em  $x$ . A estrutura 4, com polarização em  $y$ , Figura 5.5b, exibiu a maior número de ressonâncias, o que era esperado. São identificadas dez frequências de ressonância relativamente distanciadas por um intervalo de 0,53 a 1,87 Ghz de diferença. Este elevado número de ressonâncias é particularmente interessante para aplicações RFID sem chip.

---

# 6. Conclusões

---

## 6.1. Considerações Finais

Neste trabalho foi apresentada uma nova geometria para FSS inspiradas nas famosas bonecas russas matrioskas. Projetadas com a capacidade de expandir-se internamente, não estendendo sua área inicialmente ocupada, essa nova forma geométrica foi estudada com vistas ao seu potencial para operação em múltiplas faixas de frequência.

Com esse propósito, 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.

Foram apresentados também, a descrição física do comportamento eletromagnético das FSS, utilizando-se método dos momentos como técnica numérica, implementado a partir da ferramenta computacional Ansoft Desiger<sup>TM</sup>.

Buscando dimensionar as estruturas geométricas das matrioskas, foi realizada uma análise preliminar da geometria propondo uma equação algébrica para o cálculo estimado das duas primeiras frequências de ressonância com base no comprimento efetivo e na constante dielétrica efetiva. Os resultados estimados apresentaram uma razoável precisão e mostraram-se uteis como ponto de partida para obtenção dos valores iniciais a serem numericamente otimizados.

Análises comparativas entre a geometria matrioska e a equivalente em anéis concêntricos também foram realizadas. Por meio de simulações numéricas foram adquiridas as características de transmissão para cada geometria, possibilitando comparar o comportamento ressonante antes (anéis concêntricos) e após a conexão dos anéis (formato matrioska), observando-se que a geometria proposta neste trabalho apresenta a primeira frequência de ressonância mais baixa além de um maior número de ressonâncias.

Foram investigados também, por meio de duas séries de simulações numéricas, a relação entre comprimento efetivo da geometria matrioska e seu respectivo comportamento observado para as duas primeiras frequências de ressonâncias. Pode-se verificar que, para um dado campo incidente sobre a FSS matrioska, à medida que o comprimento efetivo da geometria aumentava, as duas primeiras frequências de ressonância deslocam-se para valores menores. A relação inversa também foi observada para o caso contrário.

Por fim, conclui-se que as FSS com geometria matrioska podem ser uma opção potencialmente interessante para aplicações em que uma resposta multibanda é necessária, tais como antenas inteligentes e etiquetas RFID sem chip.

## **6.2. Trabalhos futuros**

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

- Geometrias assimétricas: modificações no tamanho dos lados, na posição da conexão entre os anéis e nos tamanhos das fendas;
- Geometria complementar: substituição da camada de metalização pela interface dielétrica e vice-versa;
- Geometria matrioska aberta: abertura da geometria fechada com diferentes tamanhos e em diferentes locais.

---

# Apêndices

---

## Guias de onda coplanar

O guia de ondas coplanar (ou *Coplanar Waveguide* - CPW) foi primeiramente proposto por C. P. Wen em 1969 e consiste de uma estrutura formada por condutores aplicada sobre a superfície de um substrato dielétrico [57]. Este padrão é formado por uma linha central separada por duas aberturas estreitas, que distanciam dois planos terra, um de cada lado, Figura 6.1. As dimensões da linha central, da abertura, da espessura e da permissividade do dielétrico determinam a constante dielétrica relativa efetiva ( $\epsilon_{efet}$ ), a impedância característica ( $Z_0$ ) e a atenuação ( $\alpha$ ) da linha.

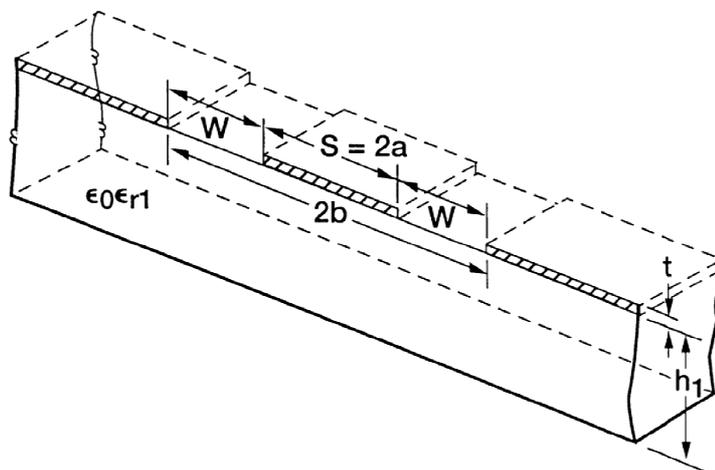


Figura 6.1: Esquema de um CPW sobre um substrato dielétrico [58].

As linhas CPW são indicadas para fabricação de MICs (*Microwave Integrated Circuits*) e MMICs (*Monolithic Microwave Integrated Circuits*) pois apresentam várias vantagens com relação às linhas de microfita tradicionais [58]:

- Possuem menor dispersão;
- Não requerem perfuração do substrato, o que facilita a fabricação dos dispositivos;
- Possibilitam a montagem superficial de dispositivos ativos e passivos;
- Têm impedância característica determinada pela razão  $S/W$ , o que torna possível sua redução tendo como limite unicamente as perdas decorrentes desta redução;
- Apresentam reduzido *cross talk* entre linhas adjacentes devido ao plano de terra superficial, possibilitando uma maior densidade de integração comparada às linhas tradicionais.

As equações de síntese de linhas coplanares apresentadas nesta seção foram obtidas a partir de análise quasi-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 constante dielétrica baixa [59].

### Guias de onda coplanar sobre um substrato de espessura finita

Para obtenção destes parâmetros em um dielétrico com substrato finito, 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.

A partir destas premissas e considerando o esquema ilustrado na Figura 6.1, a capacitância para este tipo de guia de onda é dada por:

$$C_{CPW} = 2\varepsilon_0(\varepsilon_{r1} - 1) \frac{K(k_1)}{K(k'_1)} + 4\varepsilon_0 \frac{K(k_0)}{K(k'_0)} \quad (18)$$

onde os módulos da integral elíptica completa são dados por

$$k_1 = \frac{\text{sen}(\pi S/4h_1)}{\text{senh}\{\pi(S+2W)/4h_1\}} \quad (19)$$

$$k'_1 = \sqrt{1 - K(k_1)^2} \quad (20)$$

$$k_0 = \frac{S}{S+2W} \quad (21)$$

$$k'_0 = \sqrt{1 - K(k_0)^2} \quad (22)$$

Dada a capacitância do ar como

$$C_{air} = 4\epsilon_0 \frac{K(k_0)}{K(k'_0)} \quad (23)$$

temos que a permissividade relativa efetiva é dada por

$$\epsilon_{Refet} = \frac{C_{CPW}}{C_{air}} = 1 + \frac{(\epsilon_{r1} - 1) K(k_1) K(k'_0)}{2 K(k'_1) K(k_0)} \quad (24)$$

e a impedância característica como

$$Z_0 = \frac{1}{cC_{air}\sqrt{\epsilon_{efet}}} = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{efet}}} \frac{K(k'_0)}{K(k_0)} \quad (25)$$

---

# Bibliografia

---

- [1] A. F. Costella, *Comunicação: do Grito ao Satélite*. São Paulo: Editora Mantiqueira, 2011.
- [2] M. M. Vicente, *Os desafios das recentes rupturas tecnológicas*. São Paulo: Annablume, 2006.
- [3] P. A. Neto. (2009) História das comunicações e das telecomunicações. [Online]. [http://www2.ee.ufpe.br/codec/Historia%20das%20comunicaes%20e%20das%20telecomunicaes\\_UPE.pdf](http://www2.ee.ufpe.br/codec/Historia%20das%20comunicaes%20e%20das%20telecomunicaes_UPE.pdf)
- [4] E. J. M. A. Filho, E. G. A. Sobrinho, and S. Biffignan, "Convergência Tecnológica Aplicada à Integração de Sistemas de Telecomunicações," *Revista Telecomunicações*, vol. 11, no. 1, pp. 41-53, maio 2008.
- [5] A. Monorchio, G. Manara, U. Serra, G. Marola, and E. Pagana, "Design of waveguide filters by using genetically optimized frequency selective surfaces," *Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, no. 6, pp. 407- 409, junho 2005.
- [6] S. M. Amjadi and M. Soleimani, "Narrow band-pass waveguide filter using frequency selective surfaces loaded with surface mount capacitors," in *IEEE Electromagnetics in Advanced Applications*, Torino, setembro 2007, pp. 173-176.
- [7] B. A. Munk, *Frequency Selective Surfaces - Theory and design*. Ohio, United States of America: Wiley-Interscience Publication, 2000.
- [8] R. Mittra, C. H. Chan, and T. Cwik, "Techniques for analyzing frequency selective surfaces – a review," *Proceedings of the IEEE*, vol. 76, no. 12, pp. 1593-1615, agosto 2002.
- [9] P. Paolo. (2013, outubro) universidades-rusia. [Online]. <http://blog.universidades-rusia.com/br/2013/10/31/as-bonecas-matrioska/>

- [10] S. Julião. (2013, novembro) google images. [Online].  
<http://ateliesarahjuliao.blogspot.com.br/2013/11/matrioska-boneca-russa.html>
- [11] A. Mogyorósy. (2013, junho) Matrjoska baba. [Online].  
<http://www.metamorfozismuhely.hu/Matrjoska.html>
- [12] Wikimedia Foundation. (2010, março) Academic Dictionaries and Encyclopedias. [Online]. <http://en.academic.ru/dic.nsf/enwiki/196315>
- [13] T. K. Wu, *Frequency selective surface and grid array*. Nova York: Jonh Wiley & Sons, 1995.
- [14] A. L. P. S. Campos, "Estudo da flexibilidade de projeto de superfícies seletivas de frequência," in *Anais do II CONNEPI*, João Pessoa, 2007.
- [15] A. L. P. S. Campos, *Superfícies seletivas em frequência – Análise e Projeto*, 1st ed. Natal, Brasil: IFRN Editora, 2009.
- [16] Ö. Sağlam, *Design, fabrication and measurement of hybrid frequency selective surface (FSS) radomes*. Turquia: dissertação de mestrado, 2009.
- [17] J. J. S. Fernandez, *Frequency Selective Surfaces for Terahertz Applications*. Tese de doutorado, The University of Edinburgh, Edinburgh, 2011.
- [18] I. F. Costa, *Antenas e Superfícies seletivas em frequência reconfiguráveis para sistemas de comunicação sem fio*. Dissertação de mestrado, UFRN, Natal, 2009.
- [19] A. G. Neto et al., "Four Arms Star: An Useful Geometry for Switchable FSS," in *International Microwave and Optoelectronics Conference*, Rio de Janeiro, 2013.
- [20] A. N. Silva, *Análise dos Campos Eletromagnéticos de FSS com Geometria Fractal*. Trabalho de conclusão de curso, IFPB, João Pessoa, 2012.
- [21] A. F. Santos, M. M. Barbosa, P. H. F. Silva, and R. M. S. Cruz, "Análise e projeto de superfícies seletivas em frequência utilizando a geometria fractal de gosper," in *Anais do V CONNEPI*, Maceió, 2010.
- [22] E. L. F. Barreto, *Estudo de Superfícies seletivas em frequência com o Uso de Inteligência Computacional*. Dissertação de mestrado, UFRN, Natal, 2012.

- [23] M. R. Silva, *Otimização de superfícies seletivas em frequência com elementos pré-fractais utilizando rede neural MLP e algoritmo de busca populacional*. Tese de doutorado, UFRN, Natal, 2013.
- [24] P. L. Silva, *Modelagem de Superfícies seletivas em frequência e Antenas de Microfita utilizando Redes Neurais Artificiais*. Dissertação de mestrado, UFRN, Natal, 2006.
- [25] S. N. Azemi, K. Ghorban, and W. S. T. Rowe, "3D frequency selective surfaces," *Progress in Electromagnetics Research C*, vol. 29, no. 13, pp. 191-203, 2012.
- [26] E. S. R. Montalvão, A. C. P. Silva Montalvão, A. G. D'Assunção, A. G. Neto, and L. M. Mendonça, "Um novo modelo de fss com dois elementos em forma de u operando na banda x," in *Anais do V CONNEPI*, Maceió, 2010.
- [27] P. Krachodnok, R. Wongsan K. Pengthaisong, "Design of a dual-band antenna using a patch and frequency selective surface for wlan and winmax," in *Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, Krabi, 2013, pp. 1-4.
- [28] M. Nannetti, M. Caiazzo, A. Cucini, and S. Maci, "A network theory for fss-based ebg surfaces," *Quaderni Della Società Italiana di Elettromagnetismo*, vol. 1, no. 2, pp. 162-168, 2005.
- [29] A. G. Neto et al., "Analysis of u-slot rectangular patch FSS," *Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC), 2013 SBMO/IEEE MTT-S International*, pp. 1-5, agosto 2013.
- [30] H. Sung, *Frequency selective wallpaper for mitigating indoor wireless interference*. Tese de mestrado, The University of Auckland, Auckland, 2006.
- [31] U. Rafique, G. I. Kiani, M. M. Ahmed, and S. Habib, "Frequency Selective Surface Absorber for WLAN Security," in *European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Roma, 2011.
- [32] Canaltech. (2012, outubro) Papel de parede impede que vizinhos acessem a sua rede sem fio. [Online]. <http://canaltech.com.br/noticia/internet/Papel-de-parede-impede-que-vizinhos-acessem-sua-rede-sem-fio/>

- [33] R. R. Xu, NUST Nanjing, H. C. Zhao, Z. Y. Zong, and W. Wu, "Loaded frequency selective surfaces using substrate integrated waveguide technology," in *International Conference on Microwave and Millimeter wave Technology*, Nanjing, Abril 2008.
- [34] R. P. B. Mota, *RFID - Radio Frequency Identification*. Trabalho de conclusão de curso, USP, São Paulo, 2012.
- [35] A. Jesus and S. Boaventura, *Leitor/Gravador RFID - Banda HF (13.56 MHz)*. Dissertação de mestrado, Universidade de Aveiro, Aveiro, 2009.
- [36] S. Preradovic and N. Karmakar, "Fully printable chipless RFID tag," in *Advanced Radio Frequency Identification Design and Applications*. Australia: Intech, 2011, pp. 131-154.
- [37] A. Vena, E. Perret, and S. Tedjni, "Novel Compact RFID Chipless Tag," *PIERS Proceedings*, pp. 1062-1066, março 2011.
- [38] S. Preradovic and N.C. Karmakar, *Multiresonator-Based Chipless RFID*. Philadelphia, Anaheim: LLC, 2012.
- [39] B. Scher. (2012, dezembro) Dynasys Technologies Inc. [Online]. <http://www.dynasys.com>
- [40] S. Tedjini et al., "Hold the chips," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 14, no. 5, pp. 56-65, 2013.
- [41] M. Gustafsson, A. Karlson, A. P. P. Rebelo, and B. Widenberg, "Design of frequency selective windows for improved indoor outdoor communications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, pp. 1897 - 1900, junho 2006.
- [42] A. L. P. S. Campos, A. G. Assunção, and M. A. B. Melo, "Aplicação de superfícies seletivas em frequência em radomes dielétricos para antenas de microondas," in *XIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, Fortaleza, 2001.
- [43] Y. Rahmat-Samii and A. N. Tulintseff, "Diffraction analysis of frequency selective reflector antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 476-487, agosto 2002.

- [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] W. C. Gibson, *The Method of Moments in Electromagnetics*. New York, USA: Chapman & Hall /CRC, 2008.
- [46] 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.
- [47] 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*, pp. 1317-1324, agosto 2002.
- [48] 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.
- [49] M. Titaouine, A. G. Neto, H. Baudrand, and F. Djahli, "WCIP method applied to active frequency selective surfaces," *Journal of Microwaves*, vol. 6, no. Junho, pp. 1-16, junho 2007.
- [50] A. Casimiro, V. Lopes, and F. Emídio, Métodos dos momentos, notas de aula, 2002.
- [51] 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.
- [52] F. Çaliskan, *Eletromagnetic Analysis of Planar Layered Structures*. Tese de doutorado, School of Electrical and Computer Engineering, Georgia, 2004.
- [53] Ansoft Technical Support Help, "The MPIE Method," 2008.
- [54] A. M. Cerjanic, *Method of Moments Modeling of Single Layer Microstrip Patch Antennas using GPU Acceleration and Quasi-Monte Carlo Integration*. Tese de mestrado, University of Nevada, Reno, 2012.
- [55] P-N Designs. (2010, fevereiro) Microwaves101. [Online].  
<http://www.microwaves101.com/encyclopedia/calcpw.cfm>

- [56] Agilent Technologies. (2002, setembro) RF & Microwave AppCAD. [Online].  
<http://www.hp.woodshot.com/>
- [57] C. P. Wen, "Coplanar Waveguide: A Surface Strip Transmission Line Suitable for Nonreciprocal Gyromagnetic Device Applications," *Transactions on Microwave and Theory Techniques*, vol. MTT-17, no. 12, pp. 1087–1090, 1969.
- [58] R. N Simons, *Coplanar waveguide circuits, components, and systems*. Ohio: John Wiley & Sons, 2001.
- [59] E. Yamashita and K. Atsuki, "Analysis of microstrip-like transmission lines by non-uniform discretization of integral equation," *Transactions on Microwave and Theory*, vol. MTT-24, no. 1, pp. 195–200, abril 1976.
- [60] A. E. Yilmaz and M. Kuzuoglu, "Design of the square loop frequency selective surfaces with particle swarm optimization via the equivalent circuit model," *Radioengineering*, vol. 18, no. 2, pp. 95-102, 2009.
- [61] A. G. Neto, A. Lima, A. Nascimento, F. Pontes, and I. Santos, "Simplificação da geometria de estruturas fractais," in *Anais do V CONNEPI*, Maceió, 2010.
- [62] J. Q. Silva, *Estudos de redes wireless*. Rio de Janeiro: Antenna Edições Técnicas, 2012.
- [63] G. Ghione and C. U. Naldi, "Coplanar Waveguides for MMIC Applications: Effect of Upper Shielding, Conductor Backing, Finite-Extent Ground Planes, and Line-to-Line Coupling," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 35, no. 3, pp. 260-267, 1987.
- [64] R. J. Langley and E. A. Parker, "Double square frequency selective surfaces and their equivalent circuit," *Electronic Letters*, vol. 19, no. 17, pp. 675 - 677, agosto 1983.
- [65] LegisCenter. (2011, fevereiro) JusBrasil. [Online].  
<http://legiscenter.jusbrasil.com.br/noticias/2344983/anatel-autoriza-homologacao-de-tecnologia-wimax-para-operar-na-faixa-de-2-5-ghz>
- [66] R. M. Neto, *A Evolução dos Mecanismos de Segurança para Redes sem fio 802.11*. Trabalho de conclusão de curso, PUC, Rio de Janeiro, 2004.

- [67] Rede Fórum. (2010, julho) Introdução ao Wi-Fi (802.11 ou WiFi). [Online].  
<http://pt.kioskea.net/contents/790-introducao-ao-wi-fi-802-11-ou-wifi>
- [68] Suporte Técnico. (2012, novembro) Leitor RFID portátil MC9190-Z. [Online].  
<http://www.motorolasolutions.com/XL-PT/Produtos+e+Servicos+para+Empresas/Computacao+Movel/Dispositivos+de+Mao/MC9190-Z+RFID>
- [69] G. Ghione and C. Naldi, "Analytical formulas for coplanar lines in hybrid and monolithic MICs," *Electron. Lett.*, vol. 20, no. 4, pp. 179-181, fevereiro 1984.
- [70] D. Kim, J. Yeo, and J. Choi, "Compact spatial triple-band-stop filter for cellular/PCS/IMT-2000 systems," *ETRI Journal*, vol. 30, p. 735, outubro 2008.
- [71] R. H. C. Maniçoba, *Estudo do acoplamento entre superfícies seletivas de frequência assimétricas em estruturas de multicamadas*. Tese de doutorado, UFRN, Natal, 2012.