



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



Dissertação de Mestrado

# **CARACTERIZAÇÃO DE FSS COM GEOMETRIA EM FORMA DE ESTRELA DE QUATRO BRAÇOS**

Isaac Silva Sousa Lima  
Mestrando

Alfrêdo Gomes Neto, Dr  
Orientador

João Pessoa – PB  
Julho – 2014



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



# **CARACTERIZAÇÃO DE FSS COM GEOMETRIA EM FORMA DE ESTRELA DE QUATRO BRAÇOS**

Isaac Silva Sousa Lima

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, Julho de 2014  
©Isaac Silva Sousa Lima – isaacdwg@gmail.com

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

L732c

Lima, Isaac Silva Sousa.

Caracterização de FSS com geometria em forma de  
estrela de quatro braços / Isaac Silva Sousa Lima. – 2014.  
67 f. : il.

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

Orientador: Prof. D.r Alfrêdo Gomes Neto.

1. Engenharia elétrica. 2. Superfície Seletiva de  
Frequência - FSS. 3. Geometria estrela de quatro braços. 4.  
Onda WCIP. 5. Comunicação móvel. I. Título.

CDU 621.391

Isaac Silva Sousa Lima

# **CARACTERIZAÇÃO DE FSS COM GEOMETRIA EM FORMA DE ESTRELA DE QUATRO BRAÇOS**

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

Prof. Alfrêdo Gomes Neto, Dr. – IFPB  
Orientador(a)

Prof. Adaildo Gome D'Assunção, Dr. – UFRN  
Examinador Externo

Prof. Custódio José Oliveira Peixeiro, PhD. – IT  
Examinador Externo

Prof. Jefferson Costa e Silva, Dr. – IFPB  
Examinador Interno

Prof. Paulo Henrique da Fonseca Silva, Dr. – IFPB  
Examinador Interno

João Pessoa – PB  
Julho – 2014

*"Se você encontrar um caminho sem  
obstáculos, ele provavelmente não leva  
a lugar nenhum."  
(Frank Clark)*

---

# Agradecimentos

---

Ao meu orientador, professor Alfredo Gomes, sou grato pela orientação.

Aos demais professores que acompanham meus trabalhos desde a época da graduação.

Aos colegas André Nascimento, Sérgio Ricardo, Thenio Silva, Thiago Pierre e Vinícius Vieira pela amizade.

Aos demais colegas de pós-graduação, pelas críticas e sugestões.

E principalmente à minha esposa Daniela, filha Cecília e meus pais pelo apoio que tornou possível essa jornada.

---

# Resumo

---

O aumento da procura por dispositivos de comunicação móveis com capacidade de transmissão elevada e com dimensões reduzidas, tem levado engenheiros de telecomunicações e micro-ondas a realizarem trabalhos e pesquisas constantes na busca por novas tecnologias capazes de suprir essas demandas. Técnicas de miniaturização e emprego de sistemas de antenas inteligentes são algumas das alternativas mais comuns nesse processo.

Recentemente, alguns grupos de pesquisa vem estudando a eficiência das superfícies seletivas em frequência (FSS) nesse tipo de sistema. Nesse contexto esse trabalho propõe a apresentar uma nova geometria para fabricação de FSS. Definida como geometria estrela de quatro braços, a estrutura proposta apresenta características de miniaturização e comutação.

O documento apresenta o problema que motivou o desenvolvimento do projeto, assim como conceitos e definições sobre FSS, suas principais características, técnicas de análises e medições e aplicações mais comuns.

O texto traz ainda a formulação teórica do método das ondas (WCIP) aplicado na análise de FSS. Esse método numérico tem a capacidade de determinar o comportamento da onda eletromagnética ao incidir sobre uma FSS e vem sendo estudado pelo GTEMA - IFPB como base teórica do software desenvolvido pelo grupo, o WCIP08.

A geometria estrela de quatro braços é apresentada em sua forma simétrica e assimétrica, e suas respectivas variações. Cada estrutura foi caracterizada numericamente, em seguida foram construídos protótipos para caracterização experimental. Por fim os resultados foram comparados e constatou-se uma boa concordância entre eles. Além disso, os testes confirmaram a eficiência da geometria em estudo para possíveis aplicações em sistemas de comunicação que necessitem de dispositivos com operação multibanda e reconfiguráveis.

**Palavras-chave:** FSS, geometria estrela de quatro braços, antenas inteligentes, WCIP, miniaturização.

---

# Abstract

---

The increasing demand for mobile communication devices with high transmission capacity and small size, has led telecommunications and microwave engineers to conduct constant work and research in the search for new technologies that can fill these demands. Miniaturization techniques and use of smart antenna systems are some of the most common alternatives in this process.

Recently, some research groups have studied the efficiency of frequency selective surfaces (FSS) in this systems. In this context this paper proposes to present a new geometry for FSS. Defined as four-armed star geometry, the proposed structure presents characteristics of miniaturization and switching.

The paper presents the problem that motivated the development of the project, as well as concepts and definitions of FSS, their main characteristics, analyzes and measurements technical and most common applications.

The text also provides the theoretical formulation of the method of the waves (WCIP) applied in the analysis of FSS. This numerical method is able to determine the behavior of the electromagnetic wave to focus on a FSS and has been studied by GTEMA - IFPB as theoretical basis of software developed by the group, WCIP08.

The geometry of four-arm star is presented in its symmetrical and asymmetrical shape, and their variations. Each structure was characterized numerically, then prototypes were built for experimental characterization. Finally the results were compared and was verified a good agreement between them. Furthermore, tests have confirmed the efficiency of geometry under study for potential applications in communication systems which require operation multi-band and reconfigurable devices.

**Keywords:** FSS, four-arms star geometry ,smart-antennas, WCIP, miniaturization.

---

# Sumário

---

<b>Sumário</b>	<b>i</b>
<b>Lista de Figuras</b>	<b>iii</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>vi</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
<b>Lista de Símbolos e Abreviaturas</b>	<b>1</b>
<b>2 Superfícies seletivas em frequência - FSS</b>	<b>3</b>
2.1 Classificação . . . . .	3
2.1.1 Preenchimento . . . . .	4
2.1.2 Espessura do anteparo . . . . .	4
2.1.3 Geometria . . . . .	5
2.2 Técnicas de análise . . . . .	6
2.3 Técnicas de medição . . . . .	7
2.4 Aplicações . . . . .	9
<b>3 O Método das ondas, WCIP, aplicado na análise de FSS</b>	<b>12</b>
3.1 Definição da matriz de espalhamento - $S_{xy}$ . . . . .	14
3.1.1 Interface do tipo condutor perfeito . . . . .	15
3.1.2 Interface dielétrico/dielétrico . . . . .	16
3.2 Coeficiente de reflexão . . . . .	18
3.3 Passagem entre domínios . . . . .	19
3.3.1 Determinação dos operadores de passagem entre os domínios espectral e modal, TBE e TEB . . . . .	21
3.4 Fonte de excitação . . . . .	26
3.5 Programa utilizado . . . . .	26
<b>4 Geometria estrela de quatro braços simétrica</b>	<b>29</b>
4.1 Estrela de quatro braços simétrica . . . . .	30
4.1.1 Caracterização numérica . . . . .	31
4.1.2 Caracterização experimental . . . . .	33

<b>5 Geometria estrela de quatro braços assimétrica</b>	<b>39</b>
5.1 Caracterização numérica . . . . .	41
5.2 Caracterização experimental . . . . .	43
<b>6 Conclusões</b>	<b>49</b>
<b>Referências bibliográficas</b>	<b>51</b>

---

# Lista de Figuras

---

1.1	Sistema de antenas inteligentes operando em diferentes faixas de frequência. . . . .	2
2.1	FSS, destacando a sua célula básica. . . . .	3
2.2	FSS com elemento do tipo condutor. . . . .	4
2.3	FSS com elemento do tipo abertura. . . . .	4
2.4	FSS do tipo espessa de duas camadas [19]. . . . .	5
2.5	Representação dos quatro grupos básicos de geometrias de FSS. . . . .	6
2.6	Circuito equivalente para uma FSS do tipo espiras quadradas. . . . .	6
2.7	Geometria mais complexa de FSS e seu respectivo circuito equivalente [23]. . . . .	7
2.8	<i>Setup</i> de medições para FSS, [16], [30]. . . . .	8
2.9	<i>Setup</i> de medições utilizando lentes, [16], [30]. . . . .	8
2.10	<i>Setup</i> de medições em uma câmara anecoica, [16], [30]. . . . .	9
2.11	Diagrama de uma antena com subrefletores com tecnologia FSS, [16]. . . . .	9
2.12	Representação da FSS na porta do forno de micro-ondas [30]. . . . .	10
2.13	Sistemas operando com sinais interferentes (a) Torre com antenas operando em diferentes frequências; (b) Ilustração de um sistema operando com supressão de sinais interferentes com FSS. . . . .	10
2.14	Papel de parede com FSS para bloquear o sinal de redes sem fio, [35]. . . . .	11
3.1	Relação entre ondas incidentes $\vec{A}_{n,i}$ e ondas refletidas $\vec{B}_{n,i}$ sobre uma superfície $S_{xy}$ . . . . .	12
3.2	Relação entre o $\vec{J}_i$ e as componentes $\vec{E}_{ti}$ e $\vec{H}_{ti}$ . . . . .	13
3.3	Influência do número de <i>pixels</i> . a) Estrutura genérica b) Discretização com número elevado de pixels c) Discretização com número reduzido de pixels. . . . .	15
3.4	Circuito equivalente para uma interface condutor perfeito. . . . .	15
3.5	Circuito equivalente de uma interface dielétrico/dielétrico . . . . .	17
3.6	Estrutura composta por dois meios e por uma superfície $S$ . . . . .	19
3.7	Diagrama de blocos da passagem entre os domínios. . . . .	19
3.8	Representação da fonte distribuída no WCIP. . . . .	26
3.9	Diagrama de blocos representando o WCIP. . . . .	28
4.1	Representação da geometria da FSS estrela de quatro braços. . . . .	29
4.2	Etapas para obtenção da geometria estrela de quatro braços. . . . .	30
4.3	Representação do modelo de chave ideal para o estudo das propriedades de comutação da FSS estrela de quatro braços. . . . .	30

4.4	Dimensões da geometria em forma de estrela de quatro braços simétrica. . . . .	30
4.5	Três diferentes dimensões da FSS estrela de quatro braços, 12 mm × 12 mm, 14 mm × 12 mm e 16 mm × 12 mm. . . . .	31
4.6	Comparação da resposta em frequência, IS21I, das geometrias <i>patch</i> retangular e estrela de quatro braços. . . . .	32
4.7	Caracterização numérica das FSS, polarização x. . . . .	32
4.8	Caracterização numérica das FSS, polarização y. . . . .	33
4.9	Relação entre a fenda e o $\vec{E}$ incidindo na (a) polarização x e (b) polarização y. . . . .	33
4.10	Protótipos de dimensões: (a) 12 mm × 12 mm <i>on</i> ; (b) 12 mm × 12 mm <i>off</i> ; (c) 14 mm × 12 mm <i>on</i> ; (d) 14 mm × 12 mm <i>off</i> ; (e) 16 mm × 12 mm <i>on</i> ; (f) 16 mm × 12 mm <i>off</i> . . . . .	34
4.11	Modelo de chave ideal utilizada nos protótipos. . . . .	34
4.12	Laboratório de micro-ondas do GTEMA/IFPB. . . . .	35
4.13	IS21I (dB) × frequência (GHz), estrela de quatro braços (12 mm × 12 mm) na polarização x. . . . .	35
4.14	IS21I (dB) × frequência (GHz), estrela de quatro braços (12 mm × 12 mm) na polarização y. . . . .	36
4.15	IS21I (dB) × frequência (GHz), estrela de quatro braços (14 mm × 12 mm) na polarização x. . . . .	36
4.16	IS21I (dB) × frequência (GHz), estrela de quatro braços (14 mm × 12 mm) na polarização y. . . . .	37
4.17	IS21I (dB) × frequência (GHz), estrela de quatro braços (16 mm × 12 mm) na polarização x. . . . .	37
4.18	IS21I (dB) × frequência (GHz), estrela de quatro braços (16 mm × 12 mm) na polarização y. . . . .	38
5.1	Simetria na estrela de quatro braços. . . . .	39
5.2	Assimetria na estrela de quatro braços. . . . .	40
5.3	Dimensões dos braços da FSS estrela de quatro braços assimétrica. . . . .	40
5.4	Representação da modificação do braço da FSS estrela de quatro braços assimétrica. . . . .	41
5.5	Quatro variações da FSS estrela de quatro braços assimétrica. . . . .	41
5.6	Resultados numéricos para as estruturas assimétricas na polarização y. . . . .	42
5.7	Resultados numéricos para as estruturas assimétricas na polarização x. . . . .	42
5.8	Relação entre os pares de braços da geometria e a frequência de ressonância. . . . .	43
5.9	Protótipos assimétricos com $L_{2x(y)}$ : (a) 7 mm <i>on</i> ; (b) 7 mm <i>off</i> ; (c) 6 mm <i>on</i> ; (d) 6 mm <i>off</i> ; (e) 5 mm <i>on</i> ; (f) 5 mm <i>off</i> ; (g) 4 mm <i>on</i> ; (h) 4 mm <i>off</i> . . . . .	43
5.10	IS21I (dB) × frequência (GHz), estrela de quatro braços simétrica com $L_{2x} = L_{2y} = 7$ mm na polarização x. . . . .	44
5.11	IS21I (dB) × frequência (GHz), estrela de quatro braços simétrica com $L_{2x} = L_{2y} = 7$ mm na polarização y. . . . .	44

5.12	IS211 (dB) × frequência (GHz), estrela de quatro braços simétrica com $L_{2x} =$ $L_{2y} = 6$ mm na polarização $x$ . . . . .	45
5.13	IS211 (dB) × frequência (GHz), estrela de quatro braços simétrica com $L_{2x} =$ $L_{2y} = 6$ mm na polarização $y$ . . . . .	45
5.14	IS211 (dB) × frequência (GHz), estrela de quatro braços simétrica com $L_{2x} =$ $L_{2y} = 5$ mm na polarização $x$ . . . . .	46
5.15	IS211 (dB) × frequência (GHz), estrela de quatro braços simétrica com $L_{2x} =$ $L_{2y} = 5$ mm na polarização $y$ . . . . .	46
5.16	IS211 (dB) × frequência (GHz), estrela de quatro braços simétrica com $L_{2x} =$ $L_{2y} = 4$ mm na polarização $x$ . . . . .	47
5.17	IS211 (dB) × frequência (GHz), estrela de quatro braços simétrica com $L_{2x} =$ $L_{2y} = 4$ mm na polarização $y$ . . . . .	47

---

# Lista de Tabelas

---

4.1	Comparação da frequência de ressonância entre os métodos numéricos e os resultados experimentais. . . . .	38
5.1	Resumo da primeira frequência de ressonância, em GHz . . . . .	48
5.2	Resumo da segunda frequência de ressonância, em GHz . . . . .	48

---

# Capítulo 1

## Introdução

---

O século XXI tem se destacado por romper as fronteiras das comunicações, proporcionando que uma informação seja transmitida para um número cada vez maior de pessoas. *Smartphones*, computadores e *tablets* são alguns exemplos de equipamentos que tornam esse processo possível. Por meio deles, usuários em diferentes localidades podem se comunicar em tempo real. Essa comunicação não se limita apenas a troca de pacotes de áudio, se estendendo a uma gama de dados que trafegam por redes de comunicação, utilizando diferentes meios (fibras ópticas, cabos submarinos, enlaces de micro-ondas, enlaces via satélite, etc.). Assim sendo, a disponibilidade de elevadas taxas de transmissão é um dos requisitos dos atuais sistemas de telecomunicações. Outra característica dos atuais sistemas de telecomunicações é a mobilidade, onde o usuário pode em diferentes ambientes e através de redes sem fio se conectar à internet. Neste contexto, as dimensões e o peso dos equipamentos têm uma importância fundamental, sendo um desafio para os engenheiros de telecomunicações. Para atender esses requisitos, diversas técnicas de miniaturização vêm sendo desenvolvidas [1]-[3], e a maioria tem por princípio modificar a geometria das estruturas, de forma que o seu contorno efetivo aumente. Estruturas planares, como antenas de microfita e superfícies seletivas em frequência, FSS, têm se mostrado suscetíveis a essas técnicas.

Outra forma de otimizar dispositivos de comunicação sem fio é empregando antenas com diagrama de radiação e/ou resposta em frequência controlada eletronicamente, [4]-[7]. Também conhecidas como *smart antennas*, ou antenas inteligentes, esses são dispositivos capazes de variar suas características de transmissão e recepção de forma a melhor atender às necessidades do sistema de comunicação no qual se encontram inserido, Fig. 1.1. Esse tipo de estrutura pode ainda ser dividido em duas subcategorias: antenas adaptativas e antenas comutáveis, também conhecidas como antenas chaveadas. A principal diferença entre elas está no fato que a segunda possui um número finito de estados de comutação, já definido no seu projeto, enquanto que as antenas adaptativas variam suas características de forma contínua. A fabricação de antenas adaptativas pode envolver um elevado nível de complexidade. Por outro lado, antenas comutáveis, principalmente quando um grande número de pontos de comutação é desejado, têm circuitos de alimentação relativamente complexos [8]. Para superar essas desvantagens, as FSS vêm recebendo a atenção de diversos grupos de pesquisa FSS [4]-[11].

Neste contexto, no Grupo de Telecomunicações e Eletromagnetismo Aplicado – GTEMA, IFPB, têm desenvolvido trabalhos com o objetivo de identificar estruturas com uma boa ade-

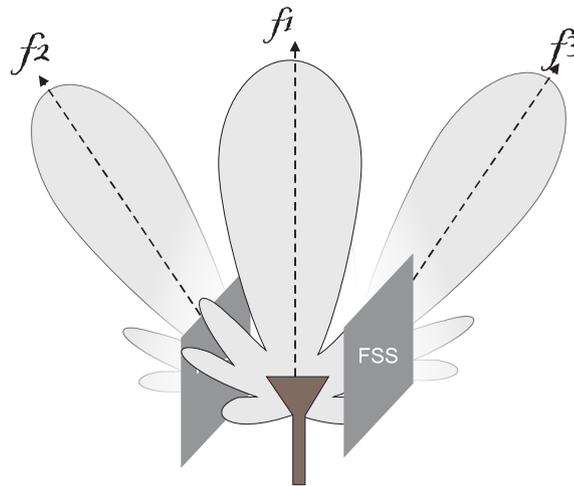


Figura 1.1: Sistema de antenas inteligentes operando em diferentes faixas de frequência.

quação a essas necessidades, em especial, geometrias para FSS. Em 2013 foi apresentada a geometria estrela de quatro braços [12], [13], cuja caracterização é objetivo desta dissertação.

Na análise numérica foram utilizados neste trabalho o Método das Ondas (*Wave Concept Iterative Procedure, WCIP*), empregado no software WCIPAG08<sup>®</sup>, desenvolvido no GTEMA-IFPB, e o Método dos Momentos, MoM, utilizando o *software* comercial ANSYS-DESIGNER. Além da análise numérica, são apresentados resultados experimentais, obtido nos laboratórios do GTEMA-IFPB.

Esta dissertação está organizada da seguinte forma:

No Capítulo 2 são apresentados os conceitos fundamentais sobre as superfícies seletivas em frequência, sendo descritas suas características e ainda apresentadas as classificações adotadas na literatura para as FSS quanto ao preenchimento da célula unitária, quanto à geometria disposta sobre a camada dielétrica e quanto à espessura da camada de metalização sobre a camada dielétrica.

No Capítulo 3 são abordados os conceitos fundamentais do Método das Ondas, WCIP, um dos métodos numéricos utilizados para análise das FSS neste trabalho. É descrita a definição e as características básicas do WCIP, seu princípio de funcionamento, a relação entre ondas e campos, o comportamento da incidência/reflexão da onda na superfície da estrutura, bem como as características de propagação/reflexão da onda no meio, e a passagem entre os domínios, espacial, espectral e modal. Por fim é apresentada a forma estrutural do programa utilizado, WCIPAG08, utilizado como ferramenta na análise numérica das FSS.

No Capítulo 4 são apresentadas as características da geometria analisada para o caso simétrico, incluindo resultados numéricos e experimentais.

A análise de FSS usando a geometria estrela de quatro braços assimétrica é apresentada no Capítulo 5.

As conclusões e sugestões para trabalhos futuros são apresentadas no Capítulo 6.

---

## Capítulo 2

# Superfícies seletivas em frequência - FSS

---

Superfícies seletivas em frequência ou FSS (*Frequency Selective Surfaces*), podem ser definidas como um arranjo periódico de elementos, impressos em uma camada de metalização, na forma de elemento condutor ou abertura sobre uma ou mais camadas dielétricas [14], Fig. 2.1. Esse tipo de estrutura funciona como um filtro espacial para energia eletromagnética, atuando como filtro passa-faixa ou rejeita-faixa dependendo de suas características.

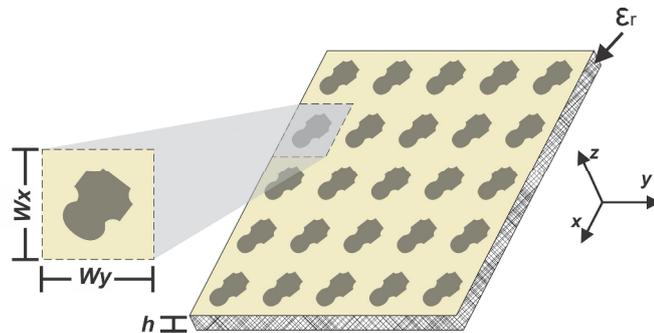


Figura 2.1: FSS, destacando a sua célula básica.

Os princípios físicos das FSS tem como base as grades de refração de luz, estudadas pelos físicos David Rittenhouse e Francis Hopkinson e publicado em 1786 [15]. Nesse estudo, Rittenhouse investiga a difração sofrida pela luz branca ao atravessar uma grade de fios de seda igualmente espaçados. Devido a simplicidade do sistema montado por Rittenhouse, uma série de experimentos foram desenvolvidos, dando início a trabalhos operando nas mais variadas faixas de frequência, [7], [16]-[18].

Em meados da década de 60, devido seu grande potencial para aplicações militares, as FSS passaram a ser fortemente estudadas para aplicações em rádio frequência. A partir de então, vem crescendo sua aplicação em diferentes sistemas de telecomunicação, consequência do baixo custo e simplicidade de sua fabricação.

### 2.1 Classificação

O comportamento do campo eletromagnético ao incidir sobre uma FSS está diretamente relacionado com as características do elemento básico da estrutura. Sendo assim, quando se

pretende projetar uma FSS, alguns parâmetros devem ser levados em consideração.

### 2.1.1 Preenchimento

Um dos primeiros parâmetros a ser levado em consideração quando se projeta FSS diz respeito ao preenchimento do elemento básico, que pode ser do tipo elemento condutor ou abertura.

No primeiro caso, o elemento consiste de uma geometria metalizada impressa sobre uma camada dielétrica, Fig. 2.2. Nesse tipo de estrutura os elementos do arranjo entram em ressonância até que, em determinadas frequências, são considerados condutores perfeitos, refletindo toda a energia eletromagnética incidente, caracterizando-se como um filtro rejeita-faixa.

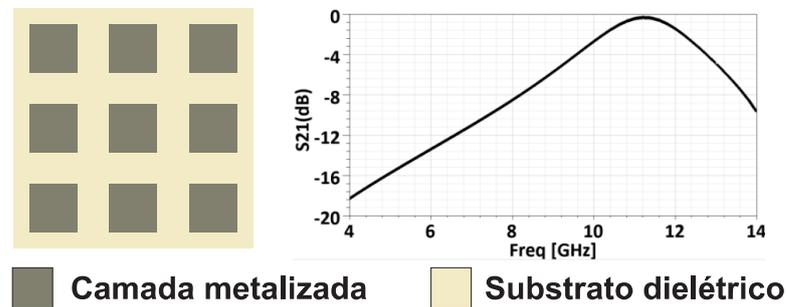


Figura 2.2: FSS com elemento do tipo condutor.

Para uma FSS tipo abertura são inseridas fendas na camada de metalização da estrutura, Fig. 2.3, e em determinadas frequências, essas fendas entram em ressonância e o arranjo passa a ser considerado transparente ao sinal eletromagnética, semelhante a um filtro passa-faixa.

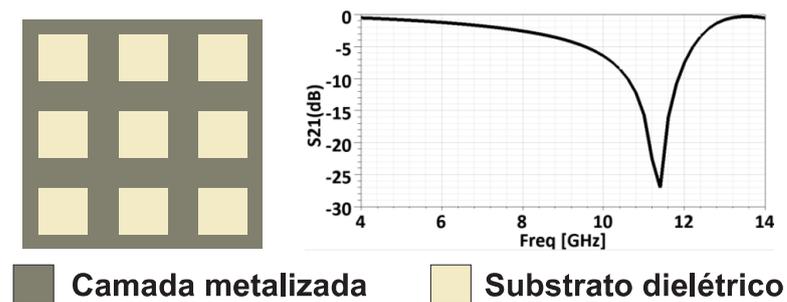


Figura 2.3: FSS com elemento do tipo abertura.

### 2.1.2 Espessura do anteparo

Ainda falando do preenchimento do elemento básico, pode-se classificar uma FSS quanto a espessura de sua região metalizada, que pode ser do tipo anteparo fino ou espesso.

Uma FSS do tipo anteparo fino corresponde a elementos fabricados com tecnologia de circuito impresso, onde a espessura da região metalizada não é maior que  $0,001\lambda_0$ , onde  $\lambda_0$  é igual

ao comprimento de onda na frequência de ressonância. A principal vantagem desse tipo de estrutura é possibilidade de construir uma FSS com pequeno volume, baixo peso e principalmente, de custo reduzido.

Já uma FSS do tipo anteparo espesso tem como principal característica uma melhor banda de separação, ou seja, uma melhor razão entre as frequências transmitidas e as refletidas, na faixa de 1,15 para esse tipo de estrutura. Isso torna esse tipo de FSS bastante atrativo em aplicações em antenas de satélites para comunicações multifrequênciais. Porém sua fabricação requer uma maior precisão, elevando consideravelmente seu custo. A Fig. 2.4 representa um exemplo de FSS de camada espessa apresentada por Narayan em [19].

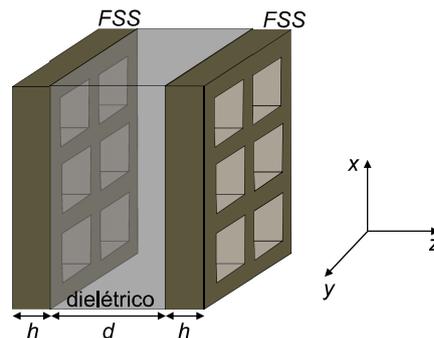


Figura 2.4: FSS do tipo espessa de duas camadas [19].

### 2.1.3 Geometria

Com relação as frequências de ressonância que as estruturas irão operar, são levadas em considerações os parâmetros: constante dielétrica, espessura do substrato e a geometria do elemento básico. A literatura costuma dividir as geometrias em quatro grandes grupos, os N-polos conectados pelo centro, as espiras, os *patches* de interior sólido e as combinações dos três grupos anteriores. Na Fig. 2.5 estão representadas algumas das principais geometrias de cada grupo.

- GRUPO 1 - Formados pelos N-polos, aqui representados por um dipolo fino, dipolo cruzado e a cruz de Jerusalém;
- GRUPO 2 - Espiras, grupo a qual pertencem as espiras quadradas, anéis circulares, entre outros;
- GRUPO 3 - Elementos de interior sólido, que agrega elementos como os *patches* retangular, circular e todas as outras estruturas com interior preenchido;
- GRUPO 4 - Combinações, onde o próprio nome sugere, é formado por elementos resultados de combinações dos outros grupos.

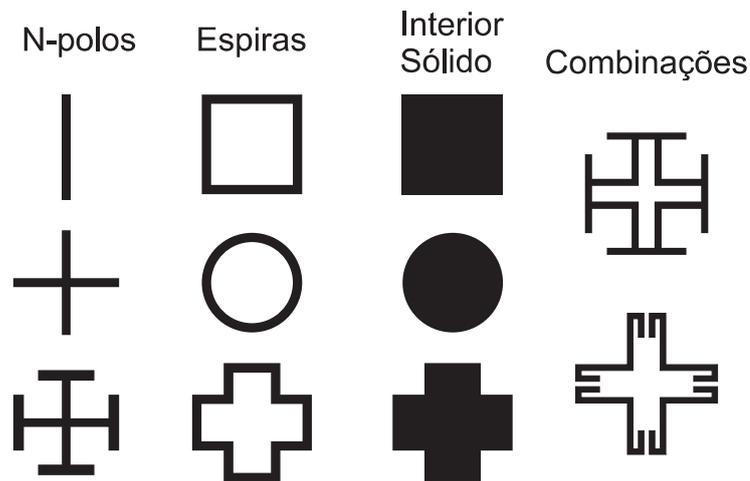


Figura 2.5: Representação dos quatro grupos básicos de geometrias de FSS.

## 2.2 Técnicas de análise

Existem várias maneiras de se caracterizar uma FSS, para algumas estruturas é possível até encontrar na literatura algumas fórmulas capazes de calcular características como coeficientes de transmissão e de reflexão. Esse tipo de técnica é bastante útil pela velocidade e simplicidade com que os resultados podem ser obtidos, [20], [21]. Porém, com o aumento da complexidade do elemento, esses resultados podem se tornar imprecisos, inviabilizando seu uso como parâmetro definitivo de projeto, [7], [16].

Um dos primeiros métodos utilizados na caracterização de FSS foi a análise por casamento modal, associado a ele surgiu o método do circuito equivalente, [22]. Essa técnica consiste em representar a FSS como um circuito LC, onde os parâmetros indutivos e capacitivos estão relacionados às dimensões dos elementos da estrutura, assim como suas características físicas (constante dielétrica, espessura do substrato, etc.) e à geometria da estrutura. Na Fig. 2.6 está representado o circuito equivalente de uma FSS com geometria do tipo espiras quadradas, desenvolvida por Munk [7].

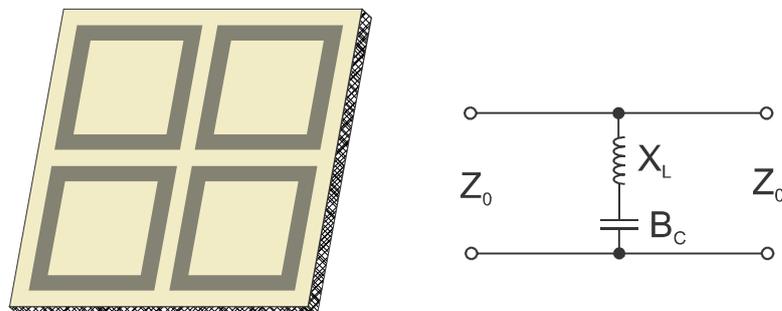


Figura 2.6: Circuito equivalente para uma FSS do tipo espiras quadradas.

O modelo do circuito equivalente é muito utilizado, uma vez que a obtenção de seus resultados se dá de forma rápida e requer um baixo custo computacional. Por outro lado, qualquer variação na estrutura da FSS pode resultar em mudança nos parâmetros do circuito, com o surgimento de novos componentes ou eliminação de outros já existentes, Fig. 2.7. Outra desvantagem se dá quando o elemento em questão possui uma geometria mais complexa, como por exemplo FSS com geometrias fractais, pois nesses casos o modelamento por circuitos equivalente acaba sendo trabalhoso e muitas vezes inviáveis.

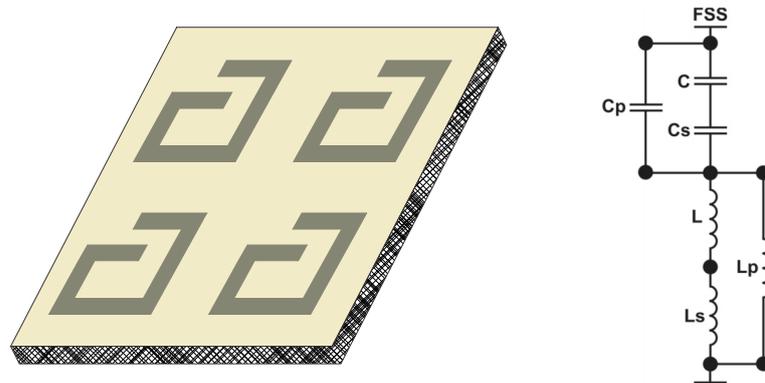


Figura 2.7: Geometria mais complexa de FSS e seu respectivo circuito equivalente [23].

Com os avanços computacionais, métodos numéricos passaram a ser empregados para caracterização das FSS. Métodos como diferenças finitas no domínio do tempo (*Finite-Difference Time-Domain* - FDTD), [24], [25], método das diferenças finitas (*Finite-Difference Method* - FEM) [25], método dos momentos (*Method of Moments* - MoM), [26], e mais recentemente o método das ondas (*Wave Concept Iterative Procedure* - WCIP), [27], são capazes de caracterizar FSS com uma grande flexibilidade de geometrias. Com isso, são obtidos resultados mais precisos e um maior grau de flexibilidade no projeto.

A escolha do método vai depender da necessidade do projetista. Nos dois primeiros, FDTD e FEM, existe uma maior flexibilidade quanto a forma da FSS, mas ocorre também uma maior demanda por recursos computacionais. Em contra partida o MoM e o WCIP, apesar de serem mais limitados quanto à geometria, possuem um baixo custo computacional, apresentando resultados relativamente mais rápidos.

Em conjunto com esses métodos podem ser utilizadas diversas técnicas de inteligência artificial, para análise e/ou síntese de FSS, como por exemplo, as redes neurais e os algoritmos genéticos, [28], [29].

## 2.3 Técnicas de medição

Uma vez definidos todos os parâmetros das FSS, é dado início a etapa de fabricação dos protótipos. Nessa etapa é analisado o comportamento da estrutura em um cenário físico. Esse tipo de caracterização é feito em ambiente de medições, também conhecidos como *setups* de

medições, que simulariam o funcionamento de uma FSS em sua aplicação real. Na faixa de frequência de micro-ondas a literatura costuma destacar três tipos de *setups*.

O primeiro, e o mais simples, consiste em um par de antenas e uma FSS posicionada entre elas, conforme esquema representado na Fig. 2.8. Uma das antenas funciona como transmissora e a outra como receptora. A onda eletromagnética emitida incide sobre a FSS, que reflete uma parte da potência e deixa passar o restante, a potência transmitida. A potência transmitida é captada pela antena receptora e assim é possível caracterizar a resposta em frequência da FSS. Podem ser incluídos parâmetros tais como ângulo de incidência, polarização, etc., [16], [30]. Um fator negativo desse tipo de cenário é a existência de efeitos de borda, resultado da difração nas extremidades da estrutura.

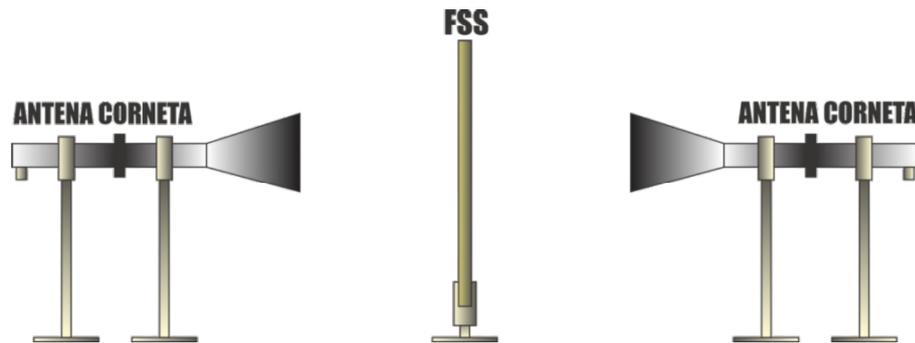


Figura 2.8: *Setup* de medições para FSS, [16], [30].

Uma maneira de amenizar esses efeitos é com a utilização de lentes entre as antenas e a FSS, Fig. 2.9. Essas lentes são elementos dielétricos que tem como finalidade focalizar o feixe eletromagnético das antenas no centro da estrutura, minimizando os efeitos de borda. O resultado são medições mais precisas, [16], [30].

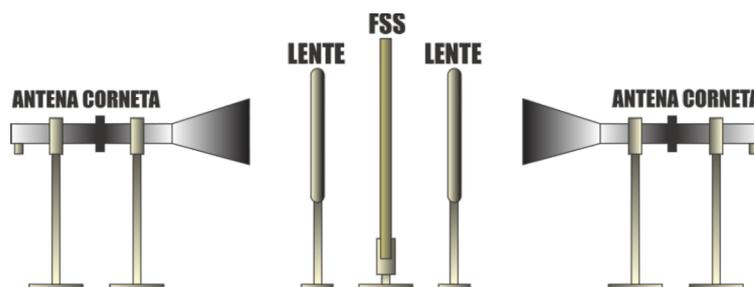


Figura 2.9: *Setup* de medições utilizando lentes, [16], [30].

O terceiro *setup* é aplicado em casos que necessitem de uma precisão maior que aqueles obtidos nos cenários anteriores. Nesse caso as medições são feitas dentro de uma câmara anecoica, ambiente livre de interferências, onde o chão, o teto e as paredes são revestidas com materiais absorvedores que eliminam reflexões indesejadas. Além disso, a estrutura fica envolvida por uma moldura de materiais absorvedores que eliminam os efeitos de borda da FSS, [30], [16], Fig. 2.10. Por todos esses detalhes, esse tipo de medição torna-se bem mais cara que as demais.

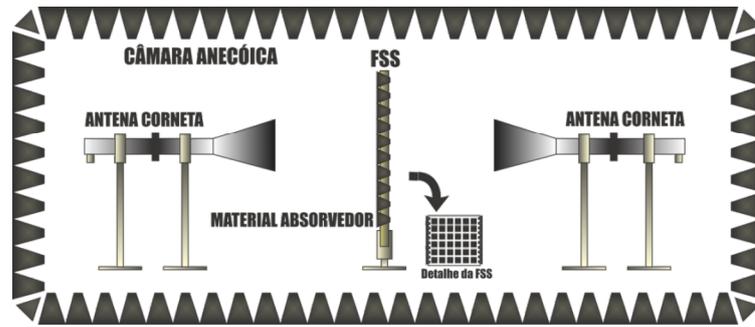


Figura 2.10: *Setup* de medições em uma câmara anecoica, [16], [30].

## 2.4 Aplicações

Existem inúmeras aplicações para as FSS desde a faixa de micro-ondas até a faixa de terahertz, [31]-[33]. Sendo elas tanto para fins científicos, como em antenas para radioastronomia, como para fins domésticos, como a tela na porta do forno de micro-ondas, [34].

Em micro-ondas, as FSS podem ser empregadas como subrefletores de antenas, Fig. 2.11. Nesses casos geralmente utiliza-se duas antenas operando em frequências diferentes. A FSS é posicionada a frente de uma delas e age como um filtro passa-faixa, permitindo apenas a passagem da frequência desejada e refletindo as demais para a outra antena. Esse tipo de técnica é bastante eficiente quando se precisa projetar sistemas de comunicação em locais de dimensões limitadas, como em satélites, [7], [16].

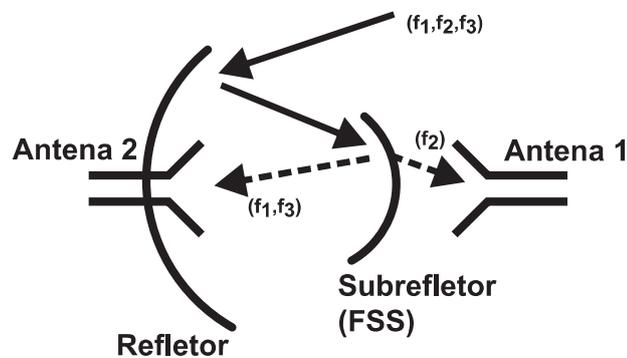


Figura 2.11: Diagrama de uma antena com subrefletores com tecnologia FSS, [16].

Das aplicações comerciais das FSS, a mais conhecida é a da porta do forno de micro-ondas, Fig. 2.12. A tela na porta do forno de micro-ondas é uma FSS com características do tipo passa-alta. Ela permite a passagem da luz visível, importante para ver o que está no interior do forno, mas impede a passagem de frequências mais baixas, o que inclui a faixa de operação do forno, que é aproximadamente 2,45 GHz.

Outra aplicação é a supressão de sinais interferentes, [13]. Devido ao grande número de sistemas de telecomunicações existentes atualmente, o espectro de radiofrequência está cada vez mais saturado, muitos desses sistemas operam em frequências próximas umas das outras.

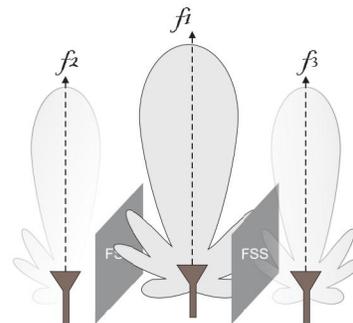


Figura 2.12: Representação da FSS na porta do forno de micro-ondas [30].

Com as limitações de espaço para instalações de antenas, Fig. 2.13 (a), o surgimento de sinais interferentes é inevitável. Para amenizar esse problema, FSS podem ser empregadas como filtros do tipo passa-faixa, eliminando as frequências fora da faixa de operação original do sistema, Fig. 2.13 (b).



(a)



(b)

Figura 2.13: Sistemas operando com sinais interferentes (a) Torre com antenas operando em diferentes frequências; (b) Ilustração de um sistema operando com supressão de sinais interferentes com FSS.

Mais recentemente as FSS têm sido empregadas na fabricação de papéis de parede, Fig. 2.14, com a finalidade de bloquear sinais de redes sem fio. Utilizados principalmente em locais profissionais, como escritórios e empresas, elas têm a função de impedir a transmissão do sinal para fora das edificações, diminuindo assim o risco de acesso não autorizado às informações contidas na rede, [35]-[37].

Existem ainda muitas outras aplicações para as FSS. Em geral a escolha por esse tipo de dispositivo é devido ao baixo custo e simplicidade de sua fabricação.



Figura 2.14: Papel de parede com FSS para bloquear o sinal de redes sem fio, [35].

---

## Capítulo 3

# O Método das ondas, WCIP, aplicado na análise de FSS

---

O WCIP é um método desenvolvido na década de 90 por H. Baudrand [27], [38], sua fundamentação teórica é semelhante ao método espectral (*Spectral Iterative Technique* - SIT) aplicado em estudos problemas de difração e irradiação [39]. Assim como no SIT, o método consiste em relacionar as ondas incidentes  $\vec{A}_{ni}$  com as ondas refletidas  $\vec{B}_{ni}$  em dois meios separados por uma interface  $S_{xy}$ . Na Fig. 3.1 é possível observar essa relação. Cada onda é representada por um índice de dois identificadores, o primeiro identificador ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ) indica a ordem de interação da onda, o segundo índice ( $i = 1, 2$ ) remete ao meio que a onda pertence.

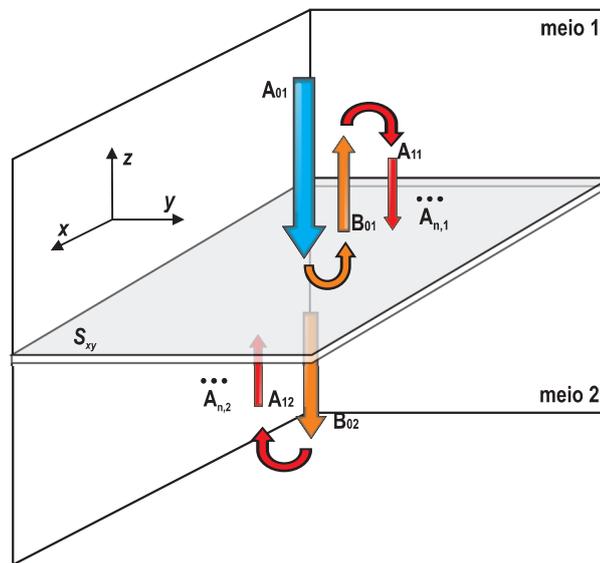


Figura 3.1: Relação entre ondas incidentes  $\vec{A}_{n,i}$  e ondas refletidas  $\vec{B}_{n,i}$  sobre uma superfície  $S_{xy}$ .

Trata-se de um método relativamente simples e sua formulação básica resume-se em duas equações, (3.1) e (3.2). As equações são calculadas em domínios diferentes, a primeira no domínio do espacial e a segunda no domínio modal.

$$\vec{A} = S_{xy}\vec{B} + \vec{A}_0 \quad (3.1)$$

$$\vec{B} = \Gamma\vec{A} \quad (3.2)$$

Onde  $S_{xy}$  é uma representação do espalhamento da onda em cada pixel e  $\Gamma$  representa o coeficiente de reflexão do meio.

É possível relacionar  $\vec{A}$  e  $\vec{B}$  em função de suas componentes de campo transversais elétrico e magnético,  $\vec{E}_{ti}$  e  $\vec{H}_{ti}$  respectivamente, através de (3.3) e (3.4), sendo  $i$  o índice de identificação do meio,  $\hat{n}$  o vetor unitário na direção de propagação da onda e  $\sqrt{Z_{0i}}$  a impedância característica do meio  $i$ , descrita em (3.5).

$$\vec{A}_i = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0i}}}(\vec{E}_{ti} + Z_{0i}(\vec{H}_{ti} \times \hat{n})) \quad (3.3)$$

$$\vec{B}_i = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0i}}}(\vec{E}_{ti} - Z_{0i}(\vec{H}_{ti} \times \hat{n})) \quad (3.4)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (3.5)$$

Por apresentar a mesma natureza do  $\vec{H}_{ti}$  e ser colinear ao  $\vec{E}_{ti}$ , ilustrado em Fig. 3.2, o vetor densidade de corrente superficial  $\vec{J}_i$ , (3.6), acaba sendo mais usualmente utilizado.

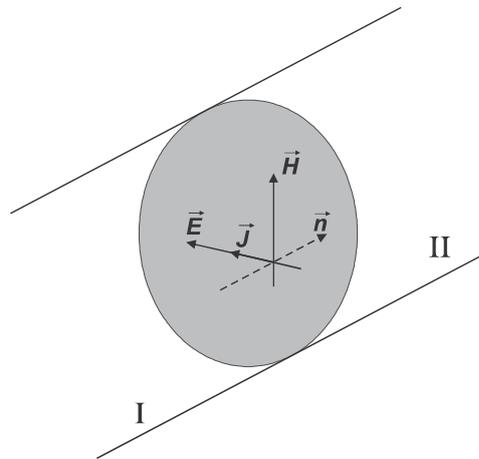


Figura 3.2: Relação entre o  $\vec{J}_i$  e as componentes  $\vec{E}_{ti}$  e  $\vec{H}_{ti}$ .

$$\vec{J}_i = (\vec{H}_{ti} \times \hat{n}) \quad (3.6)$$

Desse modo, substituindo (3.6) em (3.3) e (3.4) serão obtidas (3.7) e (3.8).

$$\vec{A}_i = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0i}}}(\vec{E}_{ti} + Z_{0i}\vec{J}_i) \quad (3.7)$$

$$\vec{B}_i = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0i}}}(\vec{E}_{ti} - Z_{0i}\vec{J}_i) \quad (3.8)$$

Em seguida, isolando  $\vec{E}_{ti}$  e  $\vec{J}_i$ , é possível escrever suas equações em função de  $\vec{A}_i$  e  $\vec{B}_i$ , (3.9) e (3.10), respectivamente.

$$\vec{E}_{ti} = \sqrt{Z_{0i}}(\vec{A}_i + \vec{B}_i) \quad (3.9)$$

$$\vec{J}_i = \sqrt{Z_{0i}}(\vec{A}_i - \vec{B}_i) \quad (3.10)$$

### 3.1 Definição da matriz de espalhamento - $S_{xy}$

Para calcular (3.1) é necessário definir a matriz de espalhamento da onda,  $S_{xy}$ , no domínio espacial. Para isso a estrutura estudada é discretizada em uma matriz bidimensional de *pixels* igualmente espaçado em intervalos  $\Delta x$  e  $\Delta y$ . Cada um desses *pixels* definirá o comportamento de  $\vec{A}_{xy,i}$  ao incidir sobre um ponto  $(x, y)$  da matriz.

A relação entre  $\Delta x$  e  $\Delta y$  com o comprimento total da célula unitária, nos eixos  $x$  e  $y$  ( $W_x$  e  $W_y$  respectivamente), definem o número de pontos com o qual a estrutura será discretizada em cada uma das direções. Um elevado número de pontos resultaria em uma estrutura bem detalhada em seus contornos, e consequentemente, resultados mais precisos. Em contra partida, o custo computacional também seria elevado e o tempo total de simulação aumentaria consideravelmente. Por esse motivo, estipulou-se um compromisso de cinco *pixels* para região de maior detalhe, Fig. 3.3.

Para determinar os parâmetros de reflexão de cada ponto da matriz, são impostas condições de fronteiras às componentes transversais do campo elétrico e do vetor de densidade de corrente superficial dependendo do tipo de interface representada por cada *pixel*.

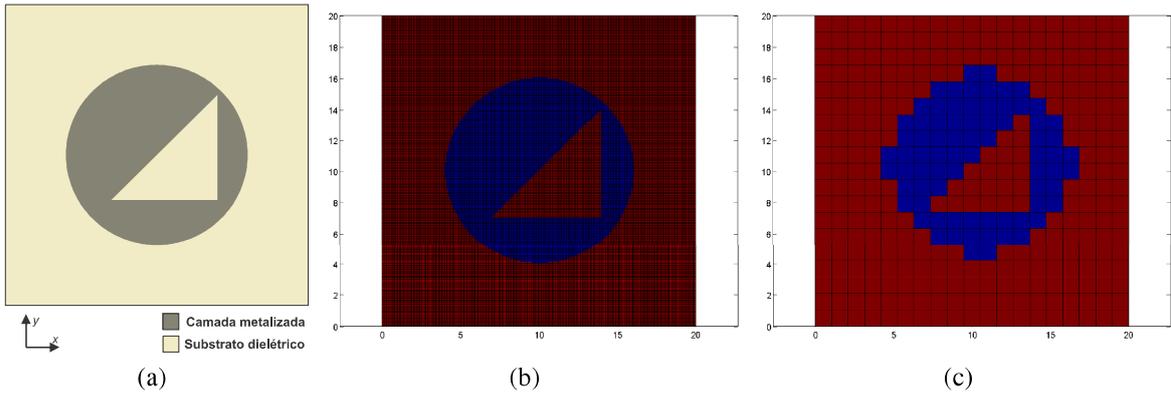


Figura 3.3: Influência do número de *pixels*. a) Estrutura genérica b) Discretização com número elevado de pixels c) Discretização com número reduzido de pixels.

### 3.1.1 Interface do tipo condutor perfeito

O primeiro tipo considera a superfície como um condutor perfeito. Cada ponto pode ser representado como o esquema da Fig. 3.4. Nesse caso, o  $\vec{E}_t = 0$  e as equações (3.9) e (3.10) podem ser reescritas estabelecendo as seguintes condições de contorno dadas por (3.11), (3.12), (3.13) e (3.14).

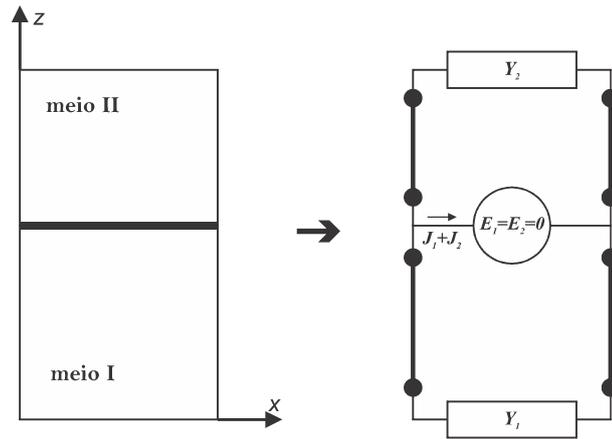


Figura 3.4: Circuito equivalente para uma interface condutor perfeito.

$$E_{x,1} = 0 = \sqrt{Z_{0,1}}[A_{x,1} + B_{x,1}] \Rightarrow [A_{x,1} + B_{x,1}] = 0 \quad (3.11)$$

$$E_{y,1} = 0 = \sqrt{Z_{0,1}}[A_{y,1} + B_{y,1}] \Rightarrow [A_{y,1} + B_{y,1}] = 0 \quad (3.12)$$

$$E_{x,2} = 0 = \sqrt{Z_{0,2}}[A_{x,2} + B_{x,2}] \Rightarrow [A_{x,2} + B_{x,2}] = 0 \quad (3.13)$$

$$E_{y,2} = 0 = \sqrt{Z_{0,2}}[A_{y,2} + B_{y,2}] \Rightarrow [A_{y,2} + B_{y,2}] = 0 \quad (3.14)$$

Das equações (3.11) e (3.13) é possível concluir:

$$A_{x,1} = -B_{x,1} \quad (3.15)$$

$$A_{x,2} = -B_{x,2} \quad (3.16)$$

Tomando a seguinte notação:

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{xy,11} & S_{xy,12} \\ S_{xy,21} & S_{xy,22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Tem-se que:

$$S_{xy,11} = -1$$

$$S_{xy,12} = 0$$

$$S_{xy,21} = 0$$

$$S_{xy,22} = -1$$

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

E assim, o operador  $S_{xy}$  para uma interface condutor perfeito pode ser definido como:

$$[S_{xy}] = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

### 3.1.2 Interface dielétrico/dielétrico

Para uma interface dielétrica/dielétrica, considera-se que as componentes de  $\vec{E}_{ti}$  são iguais e diferentes de 0 e a soma de  $\vec{J}_i$  se anula na superfície, conforme está ilustrado na Fig. 3.5.

Aplicam-se as seguintes condições de contorno:

$$[A_1 + B_1]\sqrt{Z_{0,1}} = [A_2 + B_2]\sqrt{Z_{0,2}} \neq 0 \quad (3.20)$$

$$\frac{[A_1 - B_1]}{\sqrt{Z_{0,1}}} + \frac{[A_2 - B_2]}{\sqrt{Z_{0,2}}} = 0 \quad (3.21)$$

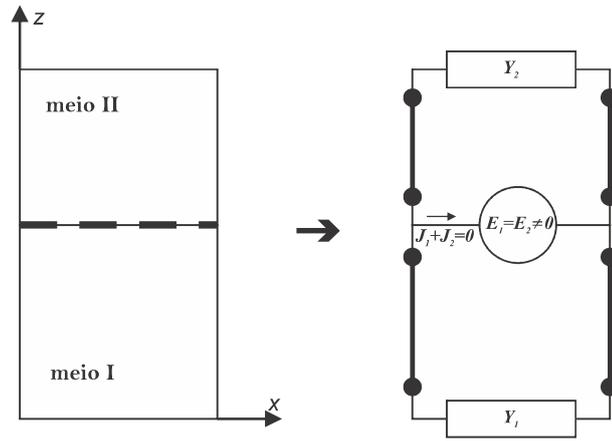


Figura 3.5: Circuito equivalente de uma interface dielétrico/dielétrico

$$[A_1 + B_1] = [A_2 + B_2] \frac{\sqrt{Z_{0,2}}}{\sqrt{Z_{01}}} \quad (3.22)$$

$$[A_1 - B_1] = -[A_2 - B_2] \frac{\sqrt{Z_{01}}}{\sqrt{Z_{02}}} \quad (3.23)$$

Fazendo:

$$\eta = \frac{\sqrt{Z_{01}}}{\sqrt{Z_{02}}} \quad (3.24)$$

Reorganizando (3.20) e (3.21), obtém-se:

$$[A_1 + B_1]\eta = [A_2 + B_2] \quad (3.25)$$

$$[A_1 - B_1]\frac{1}{\eta} = [-A_2 + B_2] \quad (3.26)$$

Somando (3.25) com (3.26), chega-se:

$$[A_1] = -\left(\frac{\eta^2 - 1}{\eta^2 + 1}\right)[B_1] + \left(\frac{2\eta}{\eta^2 + 1}\right)[B_2] \quad (3.27)$$

Subtraindo 3.26 de 3.25, tem-se:

$$[A_2] = \left(\frac{2\eta}{\eta^2 + 1}\right)[B_1] + \left(\frac{\eta^2 - 1}{\eta^2 + 1}\right)[B_2] \quad (3.28)$$

Finalmente, de (3.27) e (3.28), é possível chegar aos parâmetros que definem o operador  $S_{xy}$  para uma interface do tipo dielétrico/dielétrico.

$$[S_{xy}] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{\eta^2-1}{\eta^2+1}\right) & \left(\frac{2\eta}{\eta^2+1}\right) \\ \left(\frac{2\eta}{\eta^2+1}\right) & \left(\frac{\eta^2-1}{\eta^2+1}\right) \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

Destaca-se que para meios não magnéticos  $\mu = \mu_0$  e:

$$\eta = \frac{\sqrt{Z_{01}}}{\sqrt{Z_{02}}} = \sqrt{\frac{\frac{\mu_0}{\epsilon_{r1}}}{\frac{\mu_0}{\epsilon_{r2}}}} = \sqrt{\frac{\epsilon_{r2}}{\epsilon_{r1}}} \quad (3.30)$$

## 3.2 Coeficiente de reflexão

Uma vez definida as características da onda ao incidir sobre a superfície, resta determinar o seu comportamento ao se propagar no meio. Neste caso a onda eletromagnética é decomposta em seus modos, TE e TM e para cada um deles é calculado o respectivo coeficiente de reflexão,  $\Gamma$ . Para isso são levadas em consideração as características do meio, constante dielétrica e espessura do substrato, Fig. 3.6, e o processo deve se repetir para cada frequência de operação.

O coeficiente de reflexão é dado por (3.31).

$$\Gamma_{m,n}^{\alpha,i} = \frac{1 - Z_{0i} Y_{m,n}^{\alpha,i}}{1 + Z_{0i} Y_{m,n}^{\alpha,i}} \quad (3.31)$$

Onde  $\alpha = TE, TM$  e  $Y_{m,n}^{\alpha,i}$  é a admitância do m,n-ésimo modo propagativo para o meio  $i$  e que pode ser dividida em:

$$Y_{m,n}^{TE,i} = \frac{k_{zm,n}^i}{j\omega\mu_i} \quad (3.32)$$

$$Y_{m,n}^{TM,i} = \frac{j\omega\epsilon_i}{k_{zm,n}^i} \quad (3.33)$$

Com  $k_{zm,n}^i$  sendo a constante de propagação na direção  $z$  e meio  $i$ :

$$k_{zm,n}^i = \sqrt{\left(\frac{2m\pi}{w_x}\right)^2 + \left(\frac{2n\pi}{w_x}\right)^2 - k_0^2 \epsilon_{r,i}} \quad (3.34)$$

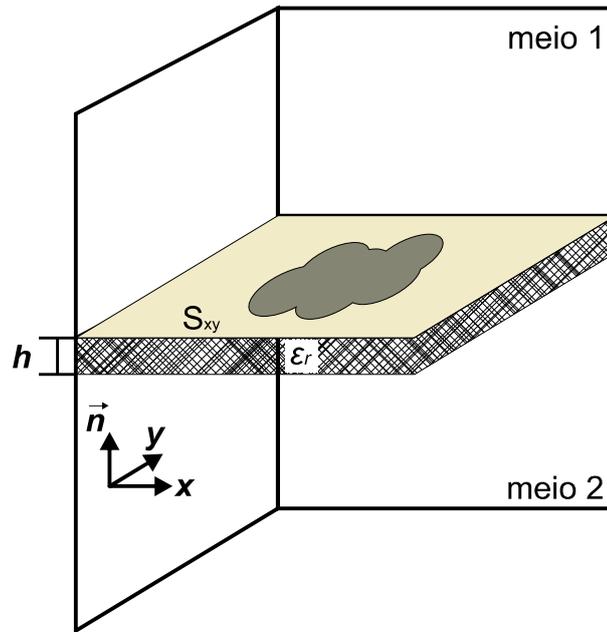


Figura 3.6: Estrutura composta por dois meios e por uma superfície  $S$ .

### 3.3 Passagem entre domínios

Na implementação do WCIP é utilizada a passagem entre três domínios distintos: espacial, espectral e modal, Fig. 3.7.

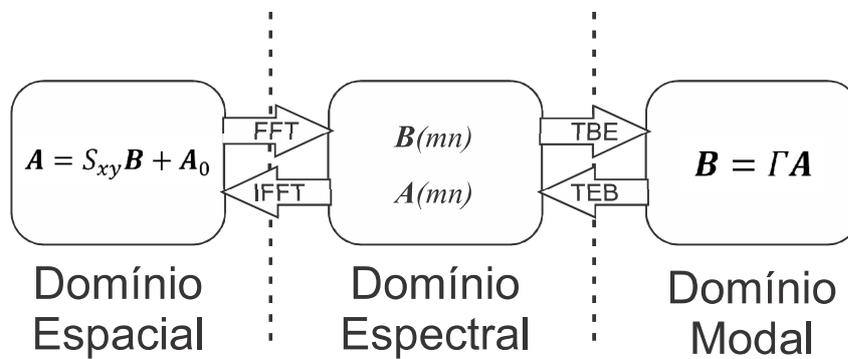


Figura 3.7: Diagrama de blocos da passagem entre os domínios.

Para isso, é necessário relacionar as equações de campo elétrico entre cada domínio. Isso se dá considerando uma região do espaço no plano  $xy$ , infinita, na qual é descrita uma função periódica  $f(x, y)$ . Tomando as equações do campo no domínio espacial,  $E_x(x, y)$  e  $E_y(x, y)$ , é possível relacioná-las com as equações no domínio espectral através da série de Fourier bidimensional:

$$E_x(x, y) = \sum_{m,n} E_{x,mn} \exp^{jk_x x} \exp^{jk_y y} \quad (3.35)$$

$$E_y(x, y) = \sum_{m,n} E_{y,mn} \exp^{jk_x x} \exp^{jk_y y} \quad (3.36)$$

Sendo:

$$K_x = \frac{2m\pi}{2w_x} \quad (3.37)$$

$$K_y = \frac{2n\pi}{2w_y} \quad (3.38)$$

$$E_x(x, y) = \frac{1}{2w_x 2w_y} \int_{x_0}^{x_0+2W_x} \int_{y_0}^{y_0+2W_y} E_x(x, y) \exp^{-jk_x x} \exp^{-jk_y y} dx dy \quad (3.39)$$

$$E_y(x, y) = \frac{1}{2w_x 2w_y} \int_{x_0}^{x_0+2W_x} \int_{y_0}^{y_0+2W_y} E_y(x, y) \exp^{-jk_x x} \exp^{-jk_y y} dx dy \quad (3.40)$$

No domínio modal as equações de campo são descritas como uma soma de modos TE e TM. A relação das equações no domínio espacial com as equações no domínio modal é dada por:

$$E_x(x, y) = \sum_{p,q=-\infty}^{+\infty} B_{pq}^{TE} f_{x,pq}^{TE} + \sum_{p,q=-\infty}^{+\infty} B_{pq}^{TM} f_{x,pq}^{TM} \quad (3.41)$$

$$E_y(x, y) = \sum_{p,q=-\infty}^{+\infty} B_{pq}^{TE} f_{y,pq}^{TE} + \sum_{p,q=-\infty}^{+\infty} B_{pq}^{TM} f_{y,pq}^{TM} \quad (3.42)$$

Sendo:

$f_{x(y),pq}^{TE(TM)}$  : são as funções de base na direção  $x(y)$ , que descrevem as condições de fronteira da célula unitária, para os modos  $TE$  e  $TM$ . Essas equações podem ser obtidas a partir da

resolução das equações de Maxwell aplicadas à célula unitária;

$B_{pq}^{TE(TM)}$  : amplitudes dos modos a serem determinadas.

### 3.3.1 Determinação dos operadores de passagem entre os domínios espectral e modal, TBE e TEB

Na representação no domínio modal para cada modo no sentido positivo deve existir um modo correspondente no sentido negativo. Este fato impõe necessariamente a existência de uma simetria na distribuição dos modos.

A determinação dos operadores TEB e TBE é feita utilizando a propriedade da ortogonalidade das funções, ou seja:

$$\langle f_{1mn} | f_{2pq} \rangle = \begin{cases} C^{te} & \text{se } m = p \text{ e } n = q \\ 0 & \text{caso contrario} \end{cases} \quad (3.43)$$

Onde:

$f_{1mn}$  e  $f_{2pq}$  : são funções ortogonais entre si;

$C^{te}$  : é uma constante, geralmente feita igual a 1;

$$\langle f_{1mn} | f_{2pq} \rangle = \int_{x_0}^{x_0+2W_x} \int_{y_0}^{y_0+2W_y} f_{1mn} \cdot f_{2pq} dx dy$$

Igualando (3.41) a (3.35) e (3.42) a (3.36),

$$E_x(x,y) = \sum_{m,n} E_{x,mn} \exp^{-jk_x x} \exp^{-jk_y y} = \sum_{p,q=-\infty}^{+\infty} B_{pq}^{TE} f_{x,pq}^{TE} + \sum_{p,q=-\infty}^{+\infty} B_{pq}^{TM} f_{x,pq}^{TM} \quad (3.44)$$

$$E_y(x,y) = \sum_{m,n} E_{y,mn} \exp^{-jk_x x} \exp^{-jk_y y} = \sum_{p,q=-\infty}^{+\infty} B_{pq}^{TE} f_{y,pq}^{TE} + \sum_{p,q=-\infty}^{+\infty} B_{pq}^{TM} f_{y,pq}^{TM} \quad (3.45)$$

Multiplicando (3.44) por  $(f_{x,pq}^{TE})^*$  e (3.45) por  $(f_{y,pq}^{TE})^*$  e integrando ao longo da célula unitária:

$$\int_S \left( \sum_{m,n} E_{x,mn} \exp^{-jk_x x} \exp^{-jk_y y} \right) \cdot (f_{x,pq}^{TE})^* ds = \int_S \left( \sum_{p,q=-\infty}^{+\infty} B_{pq}^{TE} f_{x,pq}^{TE} \right) \cdot (f_{x,pq}^{TE})^* ds +$$

$$\int_S \left( \sum_{p,q=-\infty}^{+\infty} B_{pq}^{TM} f_{x,pq}^{TM} \right) \cdot (f_{x,pq}^{TE})^* ds \quad (3.46)$$

$$\int_S \left( \sum_{m,n} E_{y,mn} \exp^{-jk_x x} \exp^{-jk_y y} \right) \cdot (f_{y,pq}^{TE})^* ds = \int_S \left( \sum_{p,q=-\infty}^{+\infty} B_{pq}^{TE} f_{y,pq}^{TE} \right) \cdot (f_{y,pq}^{TE})^* ds +$$

$$\int_S \left( \sum_{p,q=-\infty}^{+\infty} B_{pq}^{TM} f_{y,pq}^{TM} \right) \cdot (f_{y,pq}^{TE})^* ds \quad (3.47)$$

Aplicando a condição de ortogonalidade das funções, os somatórios se reduzem ao caso em que  $p = m$  e  $q = n$ . Conservando apenas os índices  $m$  e  $n$ :

$$\int_S \left( E_{x,mn} \exp^{-jk_x x} \exp^{-jk_y y} \right) \cdot (f_{x,mn}^{TE})^* ds = \int_S (B_{mn}^{TE} f_{x,mn}^{TE}) \cdot (f_{x,mn}^{TE})^* ds +$$

$$\int_S (B_{mn}^{TM} f_{x,mn}^{TM}) \cdot (f_{x,mn}^{TE})^* ds \quad (3.48)$$

$$\int_S \left( E_{y,mn} \exp^{-jk_x x} \exp^{-jk_y y} \right) \cdot (f_{y,mn}^{TE})^* ds = \int_S (B_{mn}^{TE} f_{y,mn}^{TE}) \cdot (f_{y,mn}^{TE})^* ds +$$

$$\int_S (B_{mn}^{TM} f_{y,mn}^{TM}) \cdot (f_{y,mn}^{TE})^* ds \quad (3.49)$$

As amplitudes espectrais (E) e modais (B) são constantes e podem ser retiradas das integrais. Utilizando a seguinte notação:

$$K_{x1} = \int_S \left( \exp^{-jk_x x} \exp^{-jk_y y} \right) \cdot (f_{x,mn}^{TE})^* ds \quad (3.50)$$

$$K_{x2} = \int_S (f_{x,mn}^{TE}) \cdot (f_{x,mn}^{TE})^* ds \quad (3.51)$$

$$K_{x3} = \int_S (f_{x,mn}^{TM}) \cdot (f_{x,mn}^{TE})^* ds \quad (3.52)$$

$$K_{y1} = \int_S \left( \exp^{-jk_x x} \exp^{-jk_y y} \right) \cdot (f_{y,mn}^{TE})^* ds \quad (3.53)$$

$$K_{y2} = \int_S (f_{y,mn}^{TE}) \cdot (f_{y,mn}^{TE})^* ds \quad (3.54)$$

$$K_{y3} = \int_S (f_{y,mn}^{TM}) \cdot (f_{y,mn}^{TE})^* ds \quad (3.55)$$

Usando (3.50)-(3.55) pode-se escrever (3.48) e (3.49) na seguinte forma:

$$E_{x,mn} K_{x1} = B_{mn}^{TE} K_{x2} + B_{mn}^{TM} K_{x3} \quad (3.56)$$

$$E_{y,mn} K_{y1} = B_{mn}^{TE} K_{y2} + B_{mn}^{TM} K_{y3} \quad (3.57)$$

Dividindo (3.56) por  $K_{x1}$  e (3.57) por  $K_{y1}$ ,

$$E_{x,mn} = B_{mn}^{TE} \frac{K_{x2}}{K_{x1}} + B_{mn}^{TM} \frac{K_{x3}}{K_{x1}} \quad (3.58)$$

$$E_{y,mn} = B_{mn}^{TE} \frac{K_{y2}}{K_{y1}} + B_{mn}^{TM} \frac{K_{y3}}{K_{y1}} \quad (3.59)$$

Ou, na sua forma matricial:

$$\begin{bmatrix} E_{x,mn} \\ E_{y,mn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{K_{x2}}{K_{x1}} & \frac{K_{x3}}{K_{x1}} \\ \frac{K_{y2}}{K_{y1}} & \frac{K_{y3}}{K_{y1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_{mn}^{TE} \\ B_{mn}^{TM} \end{bmatrix} \quad (3.60)$$

Adotando a notação a seguir:

$$TEB_{11} = \frac{K_{x2}}{K_{x1}} \quad (3.61)$$

$$TEB_{12} = \frac{K_{x3}}{K_{x1}} \quad (3.62)$$

$$TEB_{21} = \frac{K_{y2}}{K_{y1}} \quad (3.63)$$

$$TEB_{22} = \frac{K_{y3}}{K_{y1}} \quad (3.64)$$

Reescrevendo (3.60):

$$\begin{bmatrix} E_{x,mn} \\ E_{y,mn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} TEB_{11} & TEB_{12} \\ TEB_{21} & TEB_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_{mn}^{TE} \\ B_{mn}^{TM} \end{bmatrix} = [TEB] \begin{bmatrix} B_{mn}^{TE} \\ B_{mn}^{TM} \end{bmatrix} \quad (3.65)$$

A equação (3.65) define o operador de passagem do domínio modal para o domínio espectral.

Dividindo (3.56) por  $K_{x3}$  e (3.57) por  $-K_{y3}$ ,

$$E_{x,mn} \frac{K_{x1}}{K_{x3}} = B_{mn}^{TE} \frac{K_{x2}}{K_{x3}} + B_{mn}^{TM} \quad (3.66)$$

$$-E_{y,mn} \frac{K_{y1}}{K_{y3}} = -B_{mn}^{TE} \frac{K_{y2}}{K_{y3}} - B_{mn}^{TM} \quad (3.67)$$

Somando (3.66) a (3.67),

$$B_{mn}^{TE} \left( \frac{K_{x2}}{K_{x3}} - \frac{K_{y2}}{K_{y3}} \right) = E_{x,mn} \frac{K_{x1}}{K_{x3}} - E_{y,mn} \frac{K_{y1}}{K_{y3}} \quad (3.68)$$

De (3.68),

$$B_{mn}^{TE} = E_{x,mn} \frac{K_{x1}K_{y3}}{K_{x2}K_{y3} - K_{x3}K_{y2}} + E_{y,mn} \frac{-K_{x3}K_{y1}}{K_{x2}K_{y3} - K_{x3}K_{y2}} \quad (3.69)$$

Dividindo (3.56) por  $K_{x2}$  e (3.57) por  $-K_{y2}$ ,

$$E_{x,mn} \frac{K_{x1}}{K_{x2}} = B_{mn}^{TE} + B_{mn}^{TM} \frac{K_{x3}}{K_{x2}} \quad (3.70)$$

$$-E_{y,mn} \frac{K_{y1}}{K_{y2}} = -B_{mn}^{TE} - B_{mn}^{TM} \frac{K_{y3}}{K_{y2}} \quad (3.71)$$

Somando (3.70) a (3.71),

$$B_{mn}^{TE} \left( \frac{K_{x3}}{K_{x2}} - \frac{K_{y3}}{K_{y2}} \right) = E_{x,mn} \frac{K_{x1}}{K_{x2}} - E_{y,mn} \frac{K_{y1}}{K_{y2}} \quad (3.72)$$

De (3.73),

$$B_{mn}^{TE} = E_{x,mn} \frac{K_{x1}K_{y2}}{K_{x3}K_{y2} - K_{x2}K_{y3}} + E_{y,mn} \frac{-K_{x2}K_{y1}}{K_{x3}K_{y2} - K_{x2}K_{y3}} \quad (3.73)$$

Ou, em sua forma matricial:

$$\begin{bmatrix} B_{mn}^{TE} \\ B_{mn}^{TM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{K_{x1}K_{y3}}{K_{x2}K_{y3} - K_{x3}K_{y2}} & \frac{-K_{x3}K_{y1}}{K_{x2}K_{y3} - K_{x3}K_{y2}} \\ \frac{K_{x1}K_{y2}}{K_{x3}K_{y2} - K_{x2}K_{y3}} & \frac{-K_{x2}K_{y1}}{K_{x3}K_{y2} - K_{x2}K_{y3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{x,mn} \\ E_{y,mn} \end{bmatrix} \quad (3.74)$$

Adotando a notação a seguir

$$TBE_{11} = \frac{K_{x1}K_{y3}}{K_{x2}K_{y3} - K_{x3}K_{y2}} \quad (3.75)$$

$$TBE_{12} = \frac{-K_{x3}K_{y1}}{K_{x2}K_{y3} - K_{x3}K_{y2}} \quad (3.76)$$

$$TBE_{21} = \frac{K_{x1}K_{y2}}{K_{x3}K_{y2} - K_{x2}K_{y3}} \quad (3.77)$$

$$TBE_{22} = \frac{-K_{x2}K_{y1}}{K_{x3}K_{y2} - K_{x2}K_{y3}} \quad (3.78)$$

Reescrevendo (3.74):

$$\begin{bmatrix} B_{mn}^{TE} \\ B_{mn}^{TM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} TBE_{11} & TBE_{12} \\ TBE_{21} & TBE_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{x,mn} \\ E_{y,mn} \end{bmatrix} = [TBE] \begin{bmatrix} E_{x,mn} \\ E_{y,mn} \end{bmatrix} \quad (3.79)$$

A equação (3.79) define o operador de passagem do domínio espectral para o domínio mo-

dal.

Embora tenha sido utilizado o produto por  $(f_{x,pq}^{TE})^*$  e por  $(f_{y,pq}^{TE})^*$ , outras funções podem ser utilizadas, como por exemplo,  $(f_{x,pq}^{TM})^*$  e/ou  $(f_{y,pq}^{TM})^*$ .

### 3.4 Fonte de excitação

O último parâmetro a ser considerado é a fonte de excitação, representada pelo termo  $A_0$ . Apesar do método das ondas permitir a consideração de diferentes tipos de fonte (fonte localizada unilateral, fonte localizada bilateral e fonte distribuída), [30], apenas a fonte distribuída será considerada, uma vez que o objetivo é trabalhar com FSS.

A fonte do tipo distribuída é definida em toda a região acima da superfície analisada, conforme ilustrado na Fig. 3.8. Observa-se que a polarização é definida pela direção da fonte.

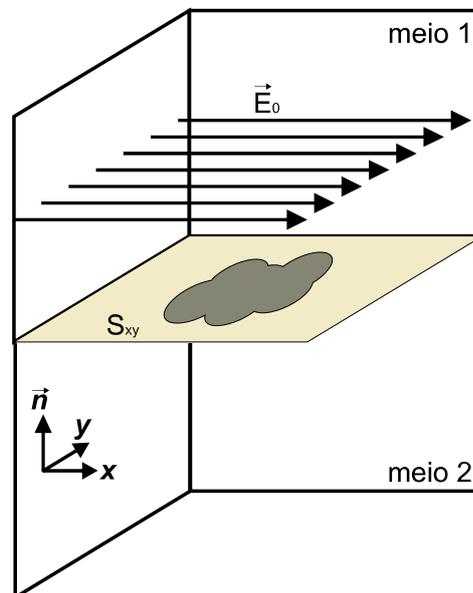


Figura 3.8: Representação da fonte distribuída no WCIP.

Neste trabalho, da mesma forma que as fontes localizadas, a região das cargas não foram detalhadas uma vez que, para a análise de FSS, esse tipo de região geralmente não é utilizada.

### 3.5 Programa utilizado

Nesse trabalho, foi utilizado o programa WCIPAG08<sup>®</sup>, desenvolvido em FORTRAN pelo GTEMA-IFPB, e que tem como estrutura básica o diagrama de blocos da Fig 3.9.

O primeiro passo é a aquisição de dados. Nessa etapa, a única que requer iteração com o usuário, são definidos os parâmetros da estrutura a ser investigada, são esses: dimensões da célula básica, geometria da estrutura, substrato dielétrico (constante dielétrica e espessura do substrato) e o número de pontos em  $x$  e em  $y$  na qual a estrutura será discretizada, além disso as condições de fronteiras da célula básica da estrutura (paredes elétricas, paredes magnética

e paredes periódicas), o intervalo de frequência a ser simulado e por fim o número de iteração desejado.

Em seguida o programa irá definir os valores das matrizes de espalhamento  $S_{xy}$  e calcular os operadores de passagem do domínio espectral para o domínio modal.

No passo seguinte começa variação de frequência. Em cada intervalo são calculados os respectivos coeficientes de reflexão dos meios,  $\Gamma_i$ .

Ainda dentro dessa variação, é feito o processo de iteração. Nele serão calculados os valores de  $A_i$   $B_i$  conforme o diagrama. Após  $n$  iterações, o programa retornará os valores de  $\vec{E}_{xi}$ ,  $\vec{J}_{xi}$ ,  $|S11|$  e  $|S21|$  para cada frequência.

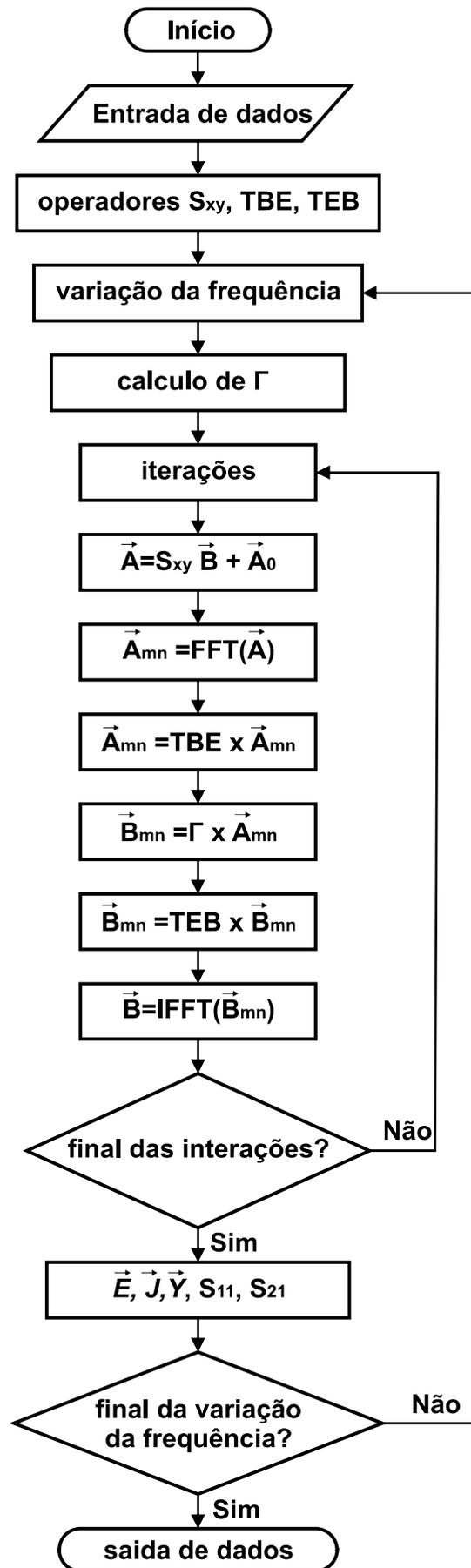


Figura 3.9: Diagrama de blocos representando o WCIP.

---

## Capítulo 4

# Geometria estrela de quatro braços simétrica

---

A partir dos projetos de iniciação científica desenvolvido no IFPB nos anos de 2011 e 2012, [40], [41], que investigava os efeitos de cortes triangulares em FSS com geometria em forma de *patches* retangulares, foi identificada uma geometria com características compatíveis com miniaturização e comutação. Essa estrutura foi denominada estrela de quatro braços, Fig. 4.1, [12].

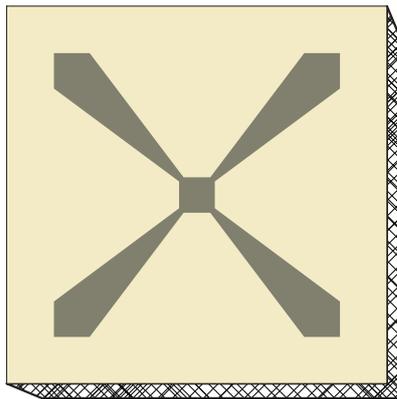


Figura 4.1: Representação da geometria da FSS estrela de quatro braços.

A obtenção da geometria estrela de quatro braços segue as etapas descritas na Fig. 4.2, Inicialmente define-se uma célula básica com dimensões  $W_x$  e  $W_y$ , na região central da célula é adicionado um *patch* retangular com dimensões  $L_x$  e  $L_y$ . Em seguida, fendas em forma de triângulos são inseridas de modo que um dos vértices está posicionado no centro da célula básica e os demais colinear as arestas do patch e afastados a uma distância  $d$  dos vértices do retângulo. Por fim, é adicionado uma pequena região metalizada, com forma retangular e lados com dimensões  $S_x$  e  $S_y$ .

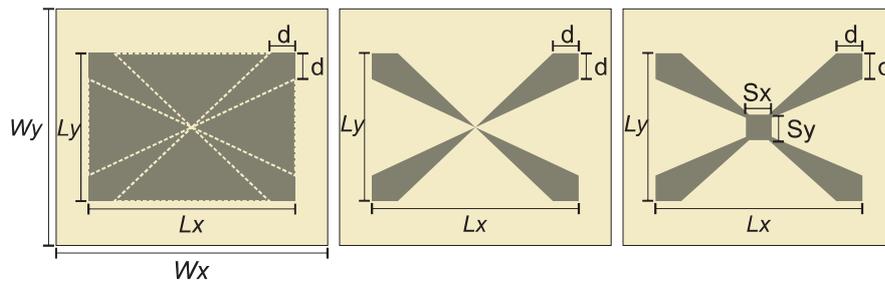


Figura 4.2: Etapas para obtenção da geometria estrela de quatro braços.

Esse último elemento tem como finalidade proporcionar uma região de comutação da estrutura. A comutação se dá com a inserção de uma fenda de comprimento  $l$  e largura  $S$  na região central do elemento, Fig 4.3. Suas dimensões são compatíveis com as de diodos PIN, [42]. Essa fenda será considerada um modelo de chave ideal, sua presença ou não, caracteriza a estrutura no estado *On* (sem fenda) ou *Off* (com fenda).

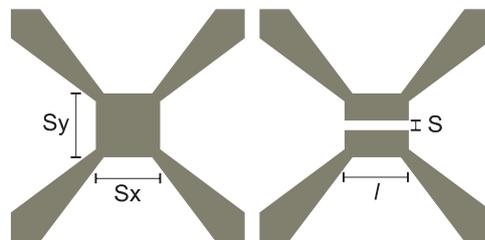


Figura 4.3: Representação do modelo de chave ideal para o estudo das propriedades de comutação da FSS estrela de quatro braços.

## 4.1 Estrela de quatro braços simétrica

Nas estruturas simétricas tomou-se como referência a simetria em torno do eixo  $y$  e as dimensões do patch da FSS foram descritas em função de  $L_x$  e  $L_y$ , Fig. 4.4.

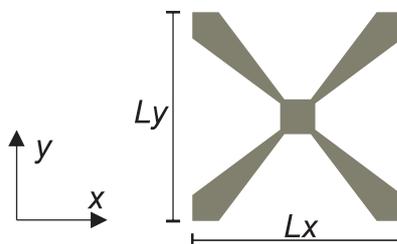


Figura 4.4: Dimensões da geometria em forma de estrela de quatro braços simétrica.

Para exemplificar as características da FSS como geometria estrela de quatro braços, três estruturas foram escolhidas sendo  $L_y = 12$  mm e  $L_x$  variando entre os seguintes valores: 12 mm, 14 mm e 16 mm, Fig 4.5.

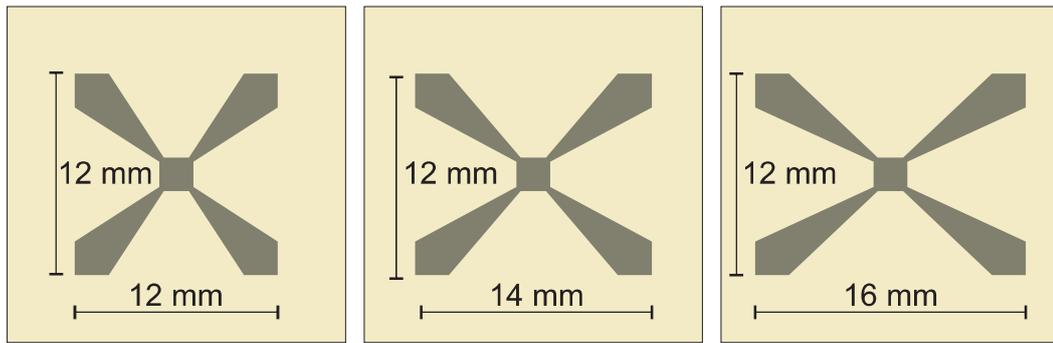


Figura 4.5: Três diferentes dimensões da FSS estrela de quatro braços, 12 mm  $\times$  12 mm, 14 mm  $\times$  12 mm e 16 mm  $\times$  12 mm.

Como cada FSS possui dois estados de comutação, foram seis o número total de estruturas investigadas. Além disso, foi definida como padrão a distância  $d = 2$  mm, as dimensões do ponto de comutação  $S_x = S_y = 2$  mm, uma fenda com  $l = 2$  mm e  $S = 0,3$  mm, uma célula básica de dimensões  $W_x = W_y = 20$  mm, um substrato comercial de baixo custo, FR-4, fibra de vidro, com constante dielétrica  $\epsilon_r = 4,4$ , espessura  $h = 0,8$  mm e tangente de perdas  $\tan\delta = 0,02$ .

#### 4.1.1 Caracterização numérica

O estudo das estruturas começou com sua caracterização numérica, para isso dois métodos foram utilizados. O primeiro método foi o WCIP, através de um *software* desenvolvido no próprio GTMA, o *WCIPAG08*<sup>®</sup>. O segundo método foi o MoM, com a utilização do *software* comercial *Designer*<sup>TM</sup> da *ANSYS*<sup>®</sup>, [43].

A primeira análise consiste em investigar os efeitos de miniaturização da FSS estrela de quatro braços. Então, comparou-se os coeficientes de transmissão de uma FSS *patch* retangular com uma FSS estrela de quatro braços, ambas com dimensões  $L_x = L_y = 12$  mm. Observa-se uma redução de aproximadamente 50% na frequência de ressonância da estrutura, Fig. 4.6. Verifica-se uma boa concordância, em relação à frequência de ressonância, entre os dois métodos utilizados, onde a diferença máxima entre eles não excedeu 5%.

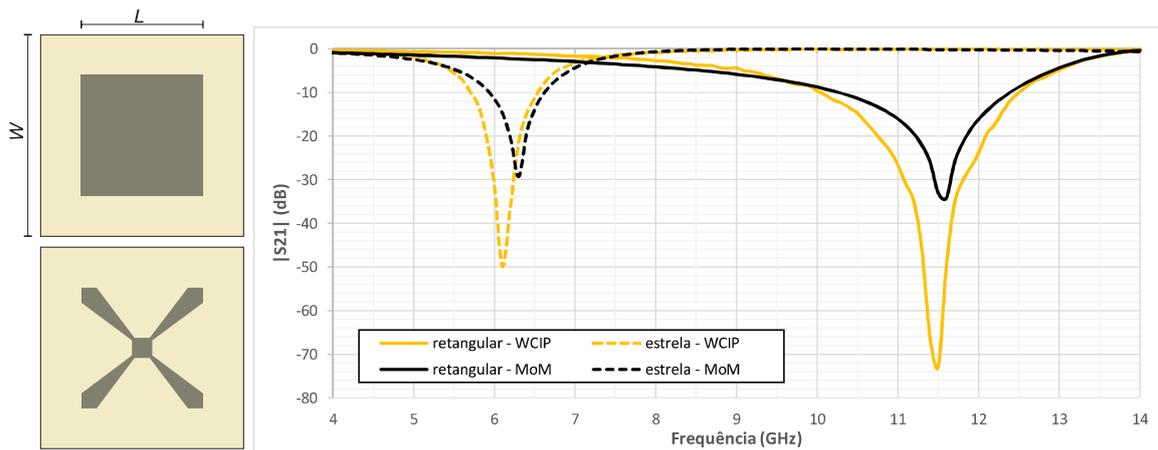


Figura 4.6: Comparação da resposta em frequência,  $|S_{21}|$ , das geometrias *patch* retangular e estrela de quatro braços.

O segundo estudo investiga as propriedades de comutação da FSS, sendo considerados o estado de comutação *on*, a ausência da fenda, e *off*, com a fenda. Nesta etapa foi utilizado apenas o método WCIP.

Analisando o parâmetro  $|S_{21}|$ , com polarização na direção  $x$ , ou seja, o campo elétrico paralelo à fenda de cada uma das estruturas propostas, observa-se que os estados *on-off* não influenciam na resposta em frequência da FSS, Fig. 4.7.

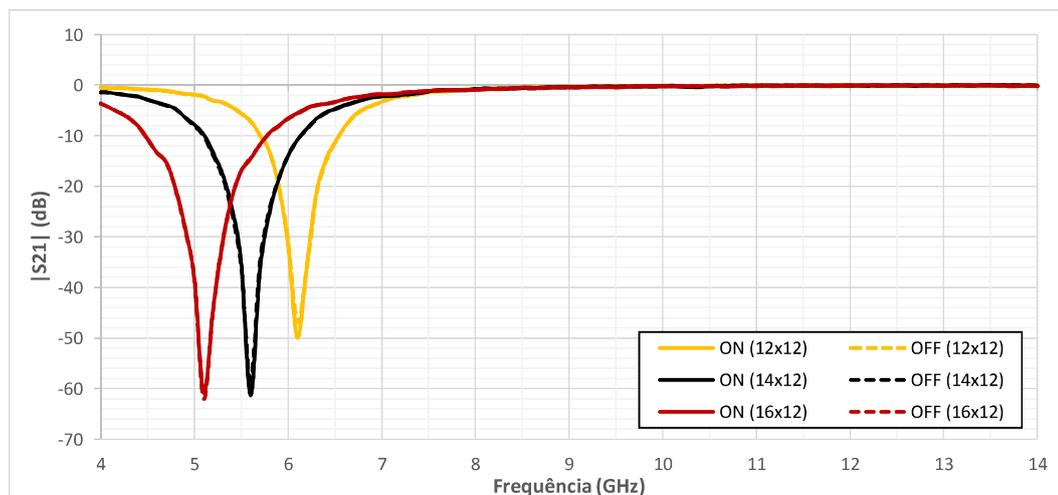


Figura 4.7: Caracterização numérica das FSS, polarização  $x$ .

Porém, quando polarizadas na direção  $y$ , as FSS no estado *off*, apresentam quase o dobro da frequência de ressonância das FSS no estado *on*, Fig. 4.8.

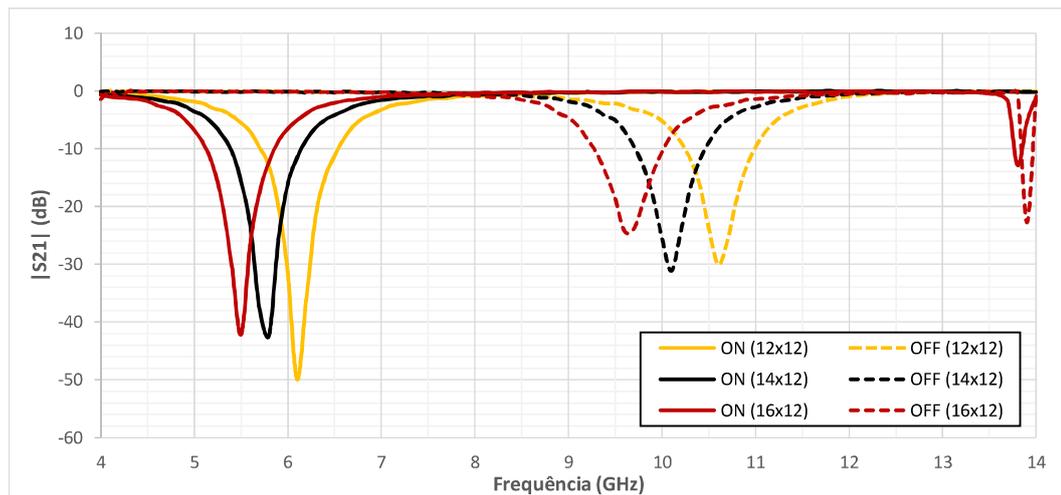


Figura 4.8: Caracterização numérica das FSS, polarização  $y$ .

Isso acontece porque na polarização  $x$ , o valor do campo elétrico,  $\vec{E}$ , na região de metalização abaixo da fenda é muito próxima de zero, o mesmo ocorre na região acima da fenda, Como a distância entre elas é muito pequena o valor do  $\vec{E}$  na fenda também é aproximadamente zero, Fig. 4.9 (a). Já na polarização  $y$ , a fenda acaba funcionando como uma barreira provocando uma descontinuidade no  $\vec{E}$ , Fig. 4.9 (b).

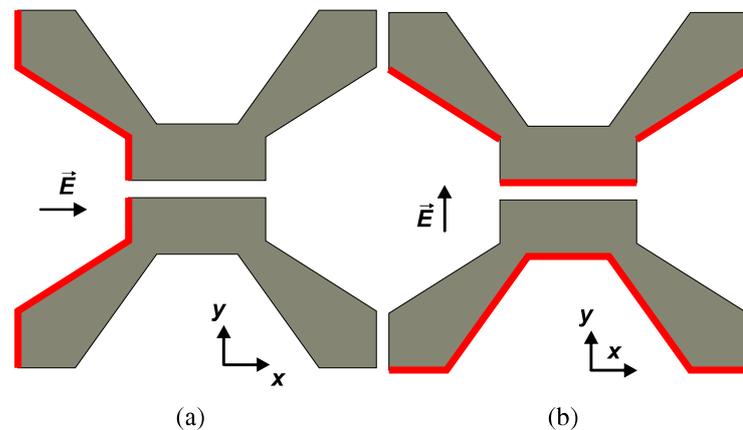


Figura 4.9: Relação entre a fenda e o  $\vec{E}$  incidindo na (a) polarização  $x$  e (b) polarização  $y$ .

#### 4.1.2 Caracterização experimental

A validação dos resultados numéricos foi realizada mediante a comparação destes com os resultados experimentais. Para isso, foram construídos seis protótipos com as mesmas características das FSS simuladas, Fig. 4.10.

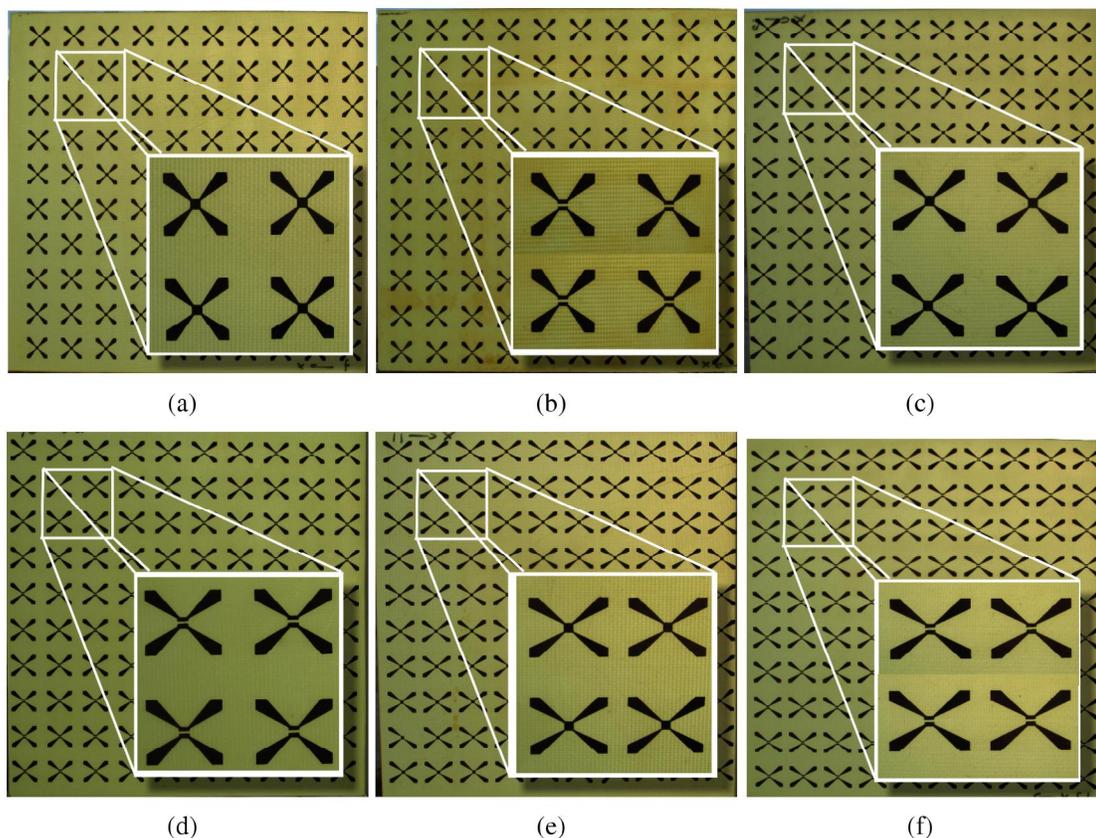


Figura 4.10: Protótipos de dimensões: (a) 12 mm  $\times$  12 mm *on*; (b) 12 mm  $\times$  12 mm *off*; (c) 14 mm  $\times$  12 mm *on*; (d) 14 mm  $\times$  12 mm *off*; (e) 16 mm  $\times$  12 mm *on*; (f) 16 mm  $\times$  12 mm *off*.

Assim como nas simulações, os estados de comutação da FSS acontece por meio da inserção de fendas na estrutura, Fig 4.11.

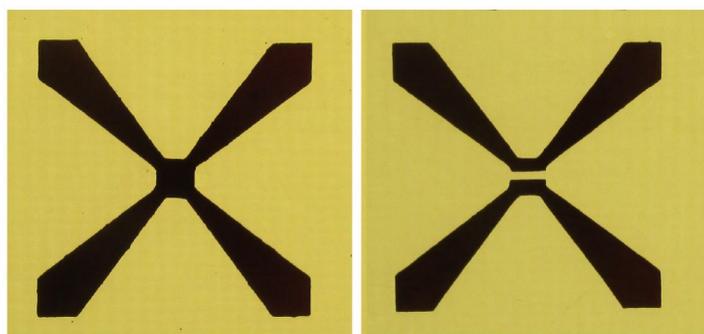


Figura 4.11: Modelo de chave ideal utilizada nos protótipos.

Os protótipos foram fabricados em placas de circuito impresso, através do procedimento normal de corrosão. As medições aconteceram no laboratório de micro-ondas do GTEMA/IFPB, Fig. 4.12. O *setup* de medições conta com um analisador de redes *Agilent*, (N5230A - 2 portas) e dois pares de antenas corneta, um de 4,5 GHz a 7,0 GHz, e outro de 7,0 GHz a 13,5 GHz.

Cada estrutura foi analisada separadamente e em seguida seus resultados experimentais comparados aos respectivos resultados numéricos.

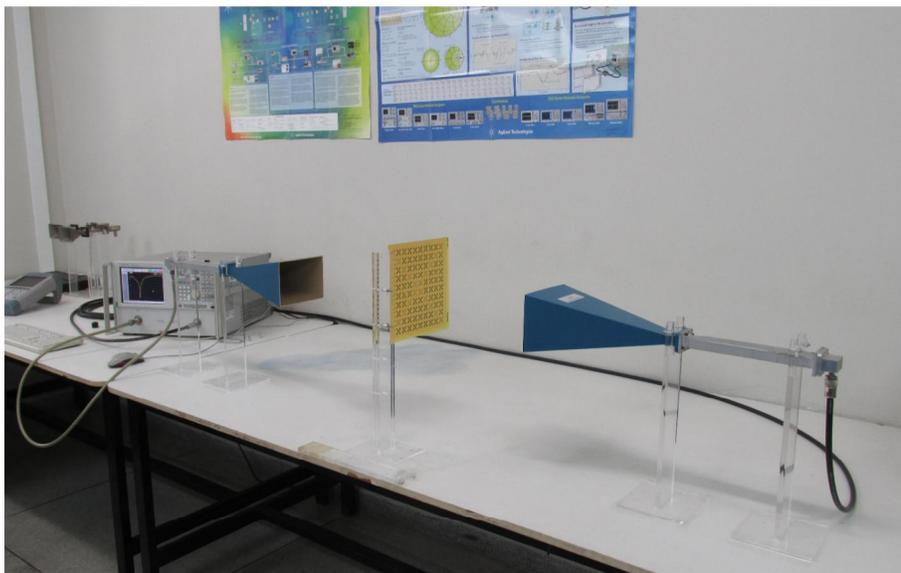


Figura 4.12: Laboratório de micro-ondas do GTEMA/IFPB.

Na Fig. 4.13, são apresentadas as curvas referentes aos coeficientes de transmissão das estruturas com  $L_x = 12\text{mm}$  e  $L_y = 12\text{mm}$  na polarização  $x$ . É possível perceber que praticamente não existe variação na frequência de ressonância em função do estado de comutação, confirmando os resultados numéricos.

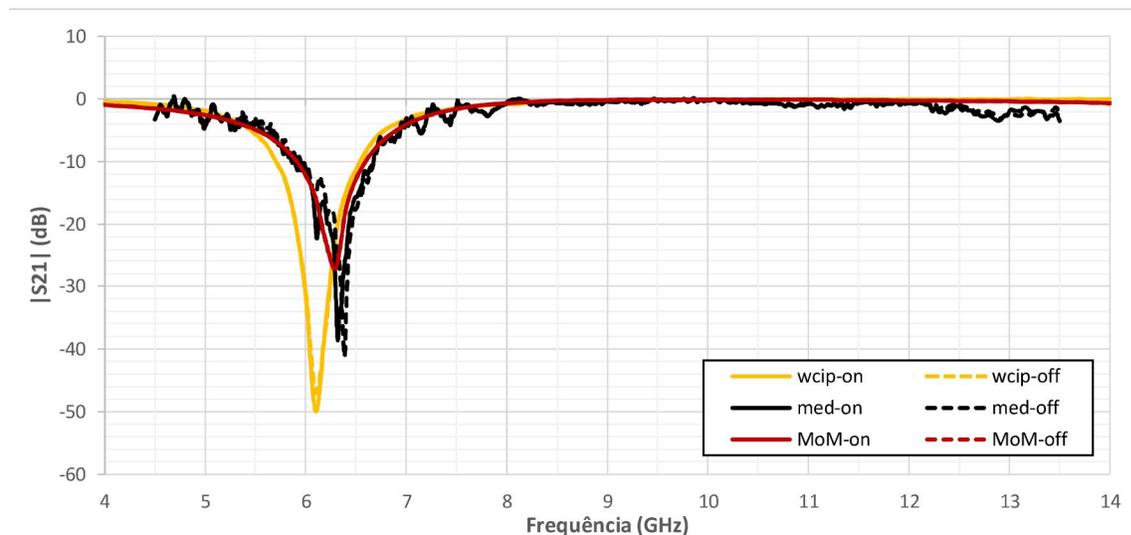


Figura 4.13:  $|S_{21}|$  (dB)  $\times$  frequência (GHz), estrela de quatro braços (12 mm  $\times$  12 mm) na polarização  $x$ .

Na Fig. 4.14, são apresentadas as curvas para  $|S_{21}|$  das mesmas estruturas da Fig. 4.13, agora com a polarização  $y$ . Para esse caso, assim como nas simulações, são observadas frequências de ressonâncias distintas para os dois estados de comutação.

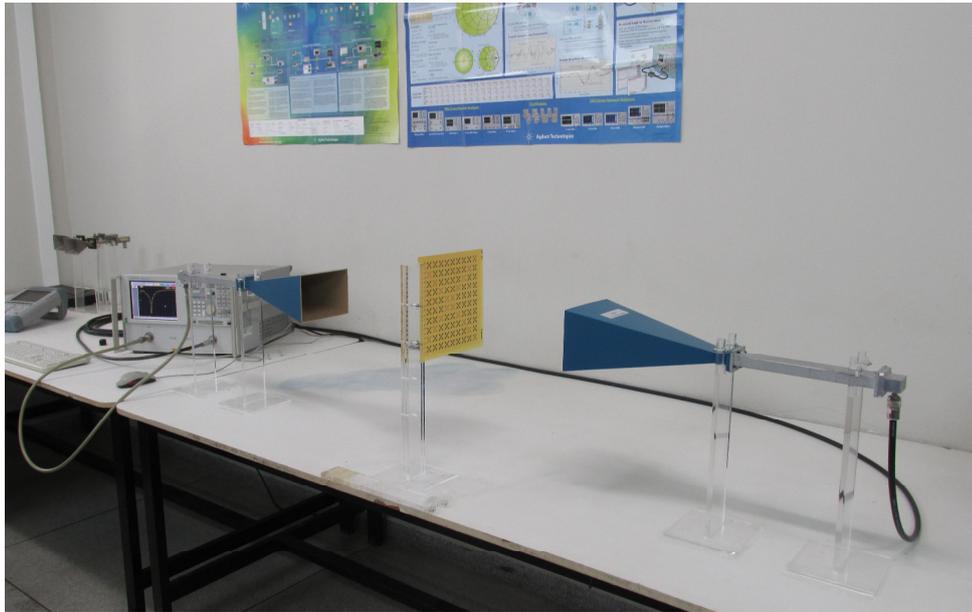


Figura 4.12: Laboratório de micro-ondas do GTEMA/IFPB.

Na Fig. 4.13, são apresentadas as curvas referentes aos coeficientes de transmissão das estruturas com  $L_x = 12\text{mm}$  e  $L_y = 12\text{mm}$  na polarização  $x$ . É possível perceber que praticamente não existe variação na frequência de ressonância em função do estado de comutação, confirmando os resultados numéricos.

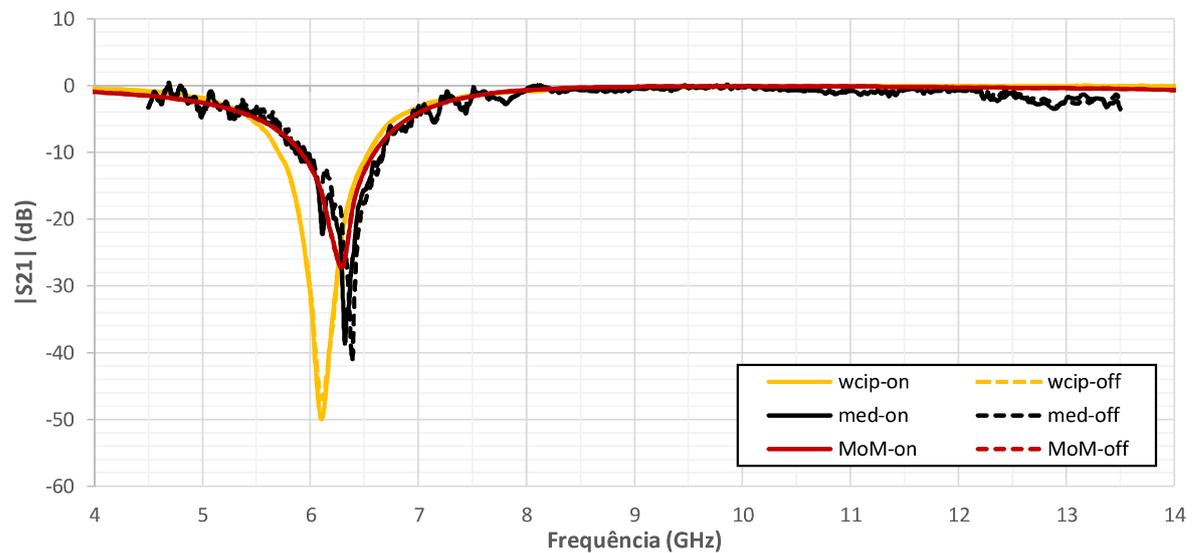


Figura 4.13:  $|S_{21}|$  (dB)  $\times$  frequência (GHz), estrela de quatro braços (12 mm  $\times$  12 mm) na polarização  $x$ .

Na Fig. 4.14, são apresentadas as curvas para  $|S_{21}|$  das mesmas estruturas da Fig. 4.13, agora com a polarização  $y$ . Para esse caso, assim como nas simulações, são observadas frequências de ressonâncias distintas para os dois estados de comutação.

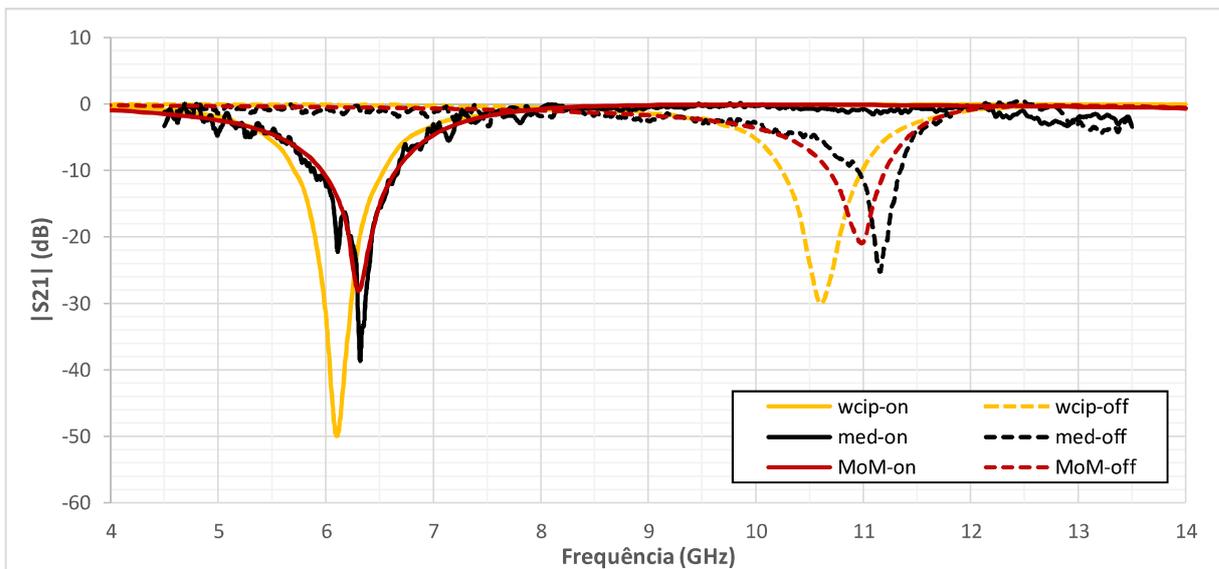


Figura 4.14:  $|S_{21}|$  (dB)  $\times$  frequência (GHz), estrela de quatro braços (12 mm  $\times$  12 mm) na polarização y.

Na Fig. 4.15 são apresentados os resultados para a geometria com  $L_x = 14$  mm e  $L_y = 12$  mm na polarização x. Assim como no caso anterior, para essa polarização se observa que a resposta em frequência é independente dos estados de comutação. Porém, percebe-se uma pequena variação na frequência de ressonância de aproximadamente 500 MHz quando comparada com a estrutura anterior

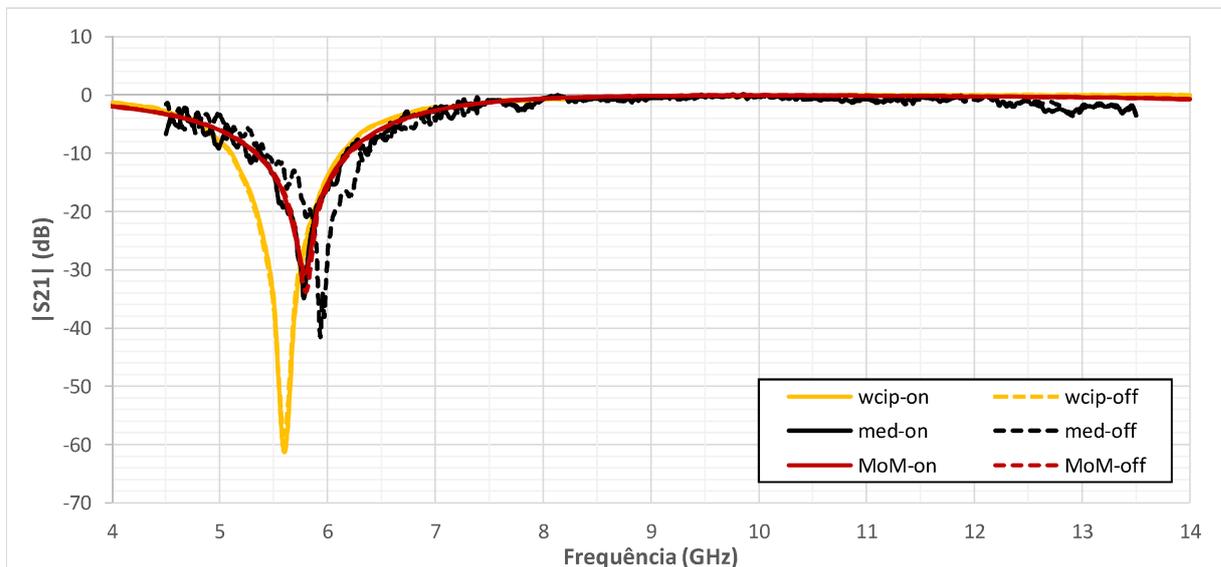


Figura 4.15:  $|S_{21}|$  (dB)  $\times$  frequência (GHz), estrela de quatro braços (14 mm  $\times$  12 mm) na polarização x.

Essa redução na frequência de ressonância é consequência da variação das dimensões da estrutura, alterando também o seu contorno efetivo.

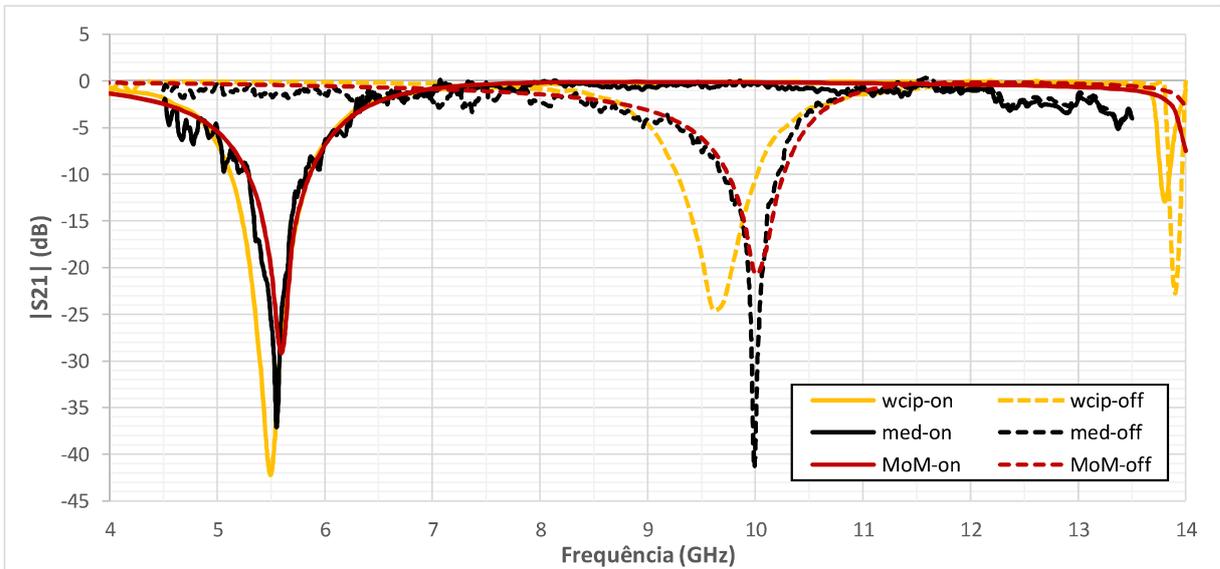


Figura 4.18:  $|S_{21}|$  (dB)  $\times$  frequência (GHz), estrela de quatro braços (16 mm  $\times$  12 mm) na polarização y.

Os resultados confirmam que a geometria estrela de quatro braços apresenta boas características de miniaturização e comutação, onde a última depende da polarização do campo incidente.

Percebe-se ainda, que o ajuste da frequência de ressonância é possível com a variação do comprimento das dimensões  $L_x$  e  $L_y$ .

Por fim considera-se os resultados preliminares satisfatórios. Uma boa concordância entre os resultados simulados e os experimentais, com uma diferença máxima inferior a 5%.

Um resumo das frequências de ressonância, de cada FSS pode ser visto na Tab. 4.1.

	On			Off			Pol.
	$l_x = 16$ mm	$l_x = 14$ mm	$l_x = 12$ mm	$l_x = 16$ mm	$l_x = 14$ mm	$l_x = 12$ mm	
<b>WCIP</b>	5,1 GHz	5,6 GHz	6,1 GHz	5,1 GHz	5,6 GHz	6,1 GHz	x
<b>MoM</b>	5,3 GHz	5,8 GHz	6,3 GHz	5,3 GHz	5,8 GHz	6,3 GHz	
<b>Exp.</b>	5,34 GHz	5,79 GHz	6,35 GHz	5,31 GHz	5,94 GHz	6,39 GHz	
<b>WCIP</b>	5,5 GHz	5,8 GHz	6,1 GHz	9,7 GHz	10,2 GHz	10,7 GHz	y
<b>MoM</b>	5,6 GHz	6,0 GHz	6,3 GHz	10,0 GHz	10,5 GHz	11,0 GHz	
<b>Exp.</b>	5,55 GHz	5,87 GHz	6,32 GHz	9,99 GHz	10,64 GHz	11,16 GHz	

Tabela 4.1: Comparação da frequência de ressonância entre os métodos numéricos e os resultados experimentais.

---

## Capítulo 5

# Geometria estrela de quatro braços assimétrica

---

Neste capítulo considerou-se a assimetria da estrela de quatro braços em torno do eixo  $x$ .

Para entender melhor a questão da assimetria, analisa-se o caso onde a geometria é tida como simétrica. Assim, considerando a Fig. 5.1 secciona-se verticalmente a célula básica em duas partes iguais. Definindo a parte da esquerda como A e a parte da direita como B, chega-se a Fig. 5.1 (b). Quando Comparadas, nota-se que as dimensões da geometria contida em A são exatamente iguais as da geometria contida em B, Fig. 5.1 (c). Sendo assim, essa geometria é simétrica no eixo  $y$

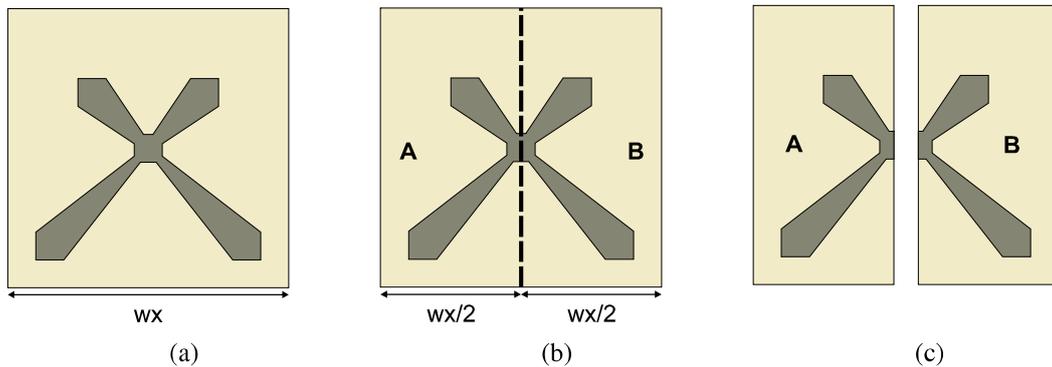


Figura 5.1: Simetria na estrela de quatro braços.

Assumindo a geometria anterior, dessa vez seccionando-a no sentido horizontal e definindo como A, a metade superior da célula básica, e B a metade inferior, Fig. 5.2 (b). Percebe-se que as dimensões da geometria em A não são equivalentes aquelas da geometria em B, Fig. 5.2 (c), o que faz dessa mesma geometria assimétrica no eixo  $x$ , e assim justificando o termo estrela de quatro braços assimétrica.

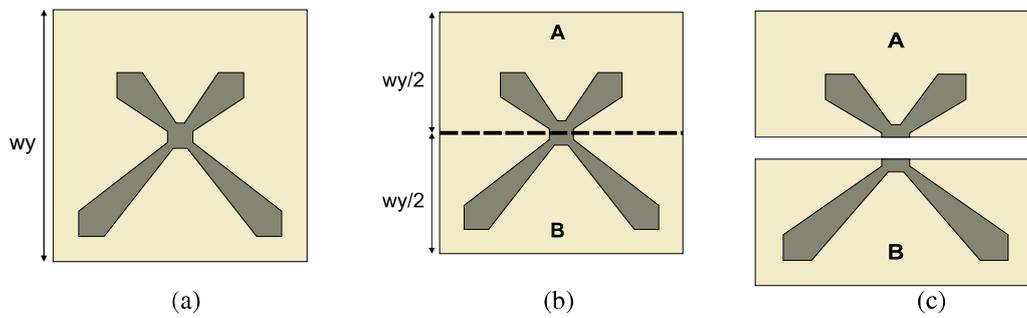


Figura 5.2: Assimetria na estrela de quatro braços.

As definições de projeto dessa nova estrutura permanecem as mesmas das estruturas simétricas, com pequenas modificações. As dimensões dos braços da estrutura são redefinidas, sendo  $L_x$  e  $L_y$  substituídos por  $L_{jx}$  e  $L_{jy}$ , respectivamente, onde o  $i$  pode assumir o valor 1, indicando a região inferior, ou 2, indicando a região superior, Fig. 5.3.

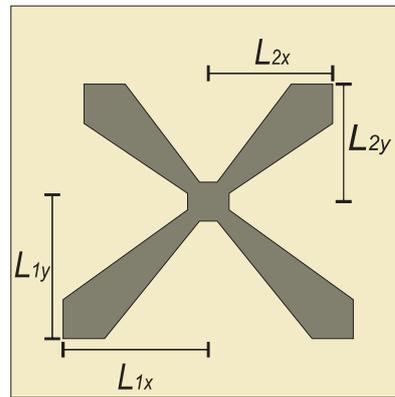


Figura 5.3: Dimensões dos braços da FSS estrela de quatro braços assimétrica.

Durante a etapa de fabricação das FSS estrela de quatro braços simétricas, percebeu-se que o ponto que unia o braço da estrela à região de comutação era bastante estreito, requerendo uma maior precisão na construção do protótipo. No intuito de facilitar o manuseio na produção das FSS, o ponto interior do braço da estrela foi deslocado do centro da célula básica para o vértice oposto ao braço, na região de comutação, Fig 5.4.

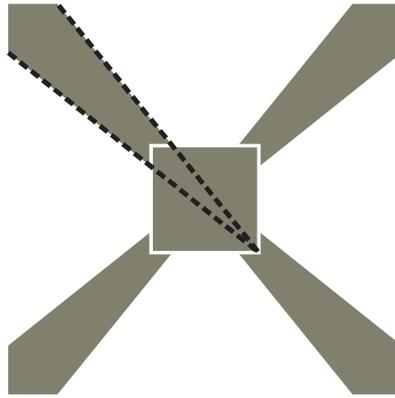


Figura 5.4: Representação da modificação do braço da FSS estrela de quatro braços assimétrica.

O substrato dielétrico considerado foi o FR-4, com constante dielétrica  $\epsilon_r=4,4$  e espessura  $h = 0,9\text{mm}$ .

Em seguida foram projetadas quatro FSS, mantendo constantes  $L_{1x} = L_{1y} = 7\text{ mm}$  e variando  $L_{2x} = L_{2y}$  entre 4 mm e 7 mm com um passo de 1 mm, Fig. 5.5.

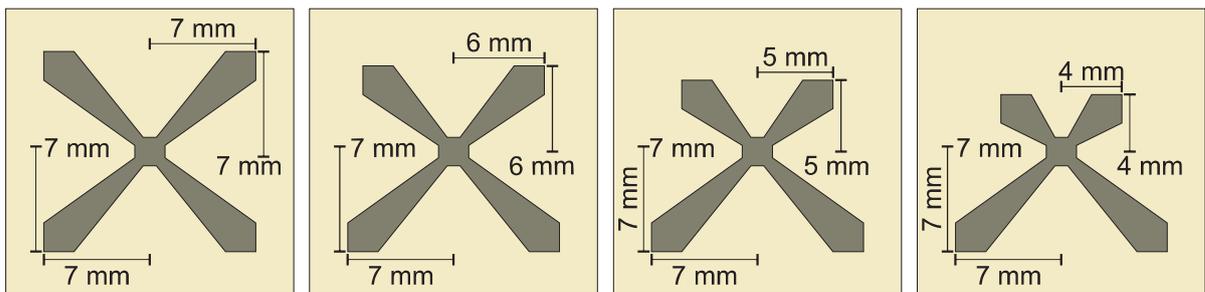


Figura 5.5: Quatro variações da FSS estrela de quatro braços assimétrica.

A primeira estrutura, tida como simétrica, e servirá de referência para a análise das geometrias assimétricas.

## 5.1 Caracterização numérica

Assim como nas estruturas simétricas, a caracterização numérica das estruturas assimétricas foi realizada utilizando os métodos WCIP e MoM.

Os resultados das simulações mostraram que na polarização  $y$ , assim como as estruturas simétricas, as estrela assimétricas apresentam características de comutação, Fig. 5.6.

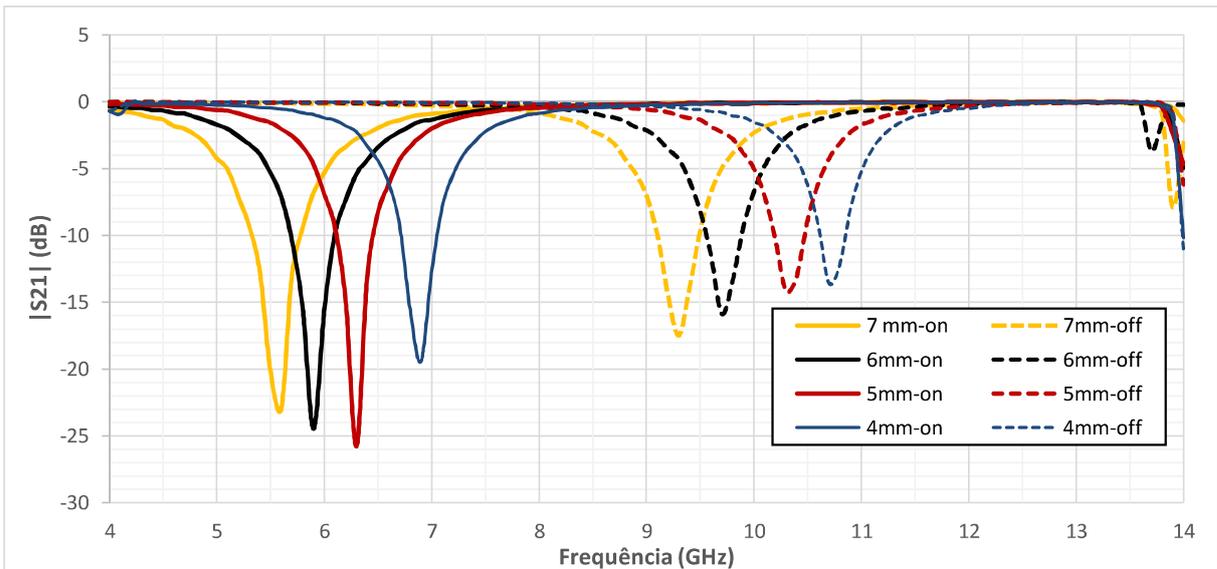


Figura 5.6: Resultados numéricos para as estruturas assimétricas na polarização  $y$ .

Porém, quando analisadas na polarização  $x$ , uma nova característica foi percebida, a operação em mais de uma frequência de ressonância, Fig. 5.7. É possível perceber o surgimento de uma segunda ressonância a partir da primeira variação assimétrica.

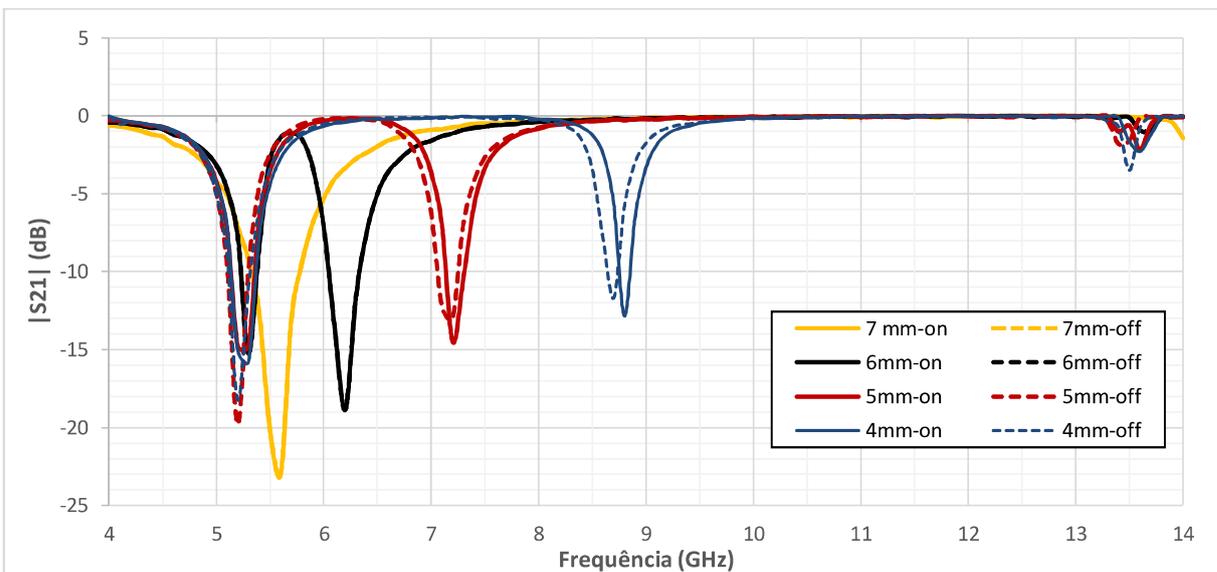


Figura 5.7: Resultados numéricos para as estruturas assimétricas na polarização  $x$ .

Isso porque a assimetria faz que a estrela funcione como duas estruturas independentes. Ou seja, considera-se agora uma geometria A (região superior) que tem uma frequência de ressonância  $f_1$ , e uma geometria B (região inferior) com uma frequência de ressonância  $f_2$ , Fig 5.8.

Como, para as estruturas investigadas, apenas as dimensões de A sofreram variações, somente  $f_1$  apresentou deslocamento, Fig. 5.7.

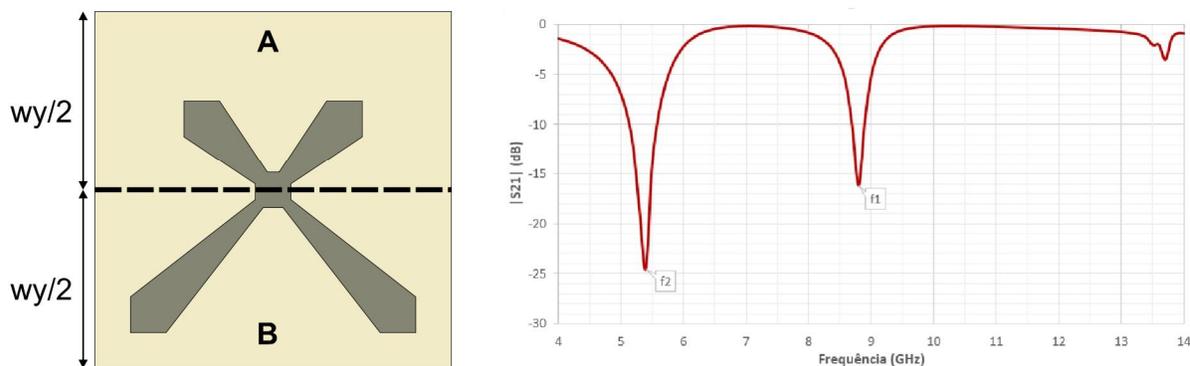


Figura 5.8: Relação entre os pares de braços da geometria e a frequência de ressonância.

É importante destacar que esse mesmo fenômeno ocorre para as estruturas tidas como simétricas, mas como para elas as dimensões de A e de B são as mesmas, as frequências  $f_1$  e  $f_2$  estão sempre sobrepostas.

De qualquer maneira, essa característica é bastante interessante, uma vez que permite ajustar as frequências de ressonância, criando faixas de passagem entre as duas frequências ressonâncias da FSS.

## 5.2 Caracterização experimental

Mais uma vez, para confirmar os resultados numéricos, foram fabricados oito protótipos, quatro em estado on e quatro em estado off, com as mesmas características das FSS caracterizadas numericamente, Fig. 5.9, e caracterizados experimentalmente no mesmo setup usado para as estruturas simétricas.

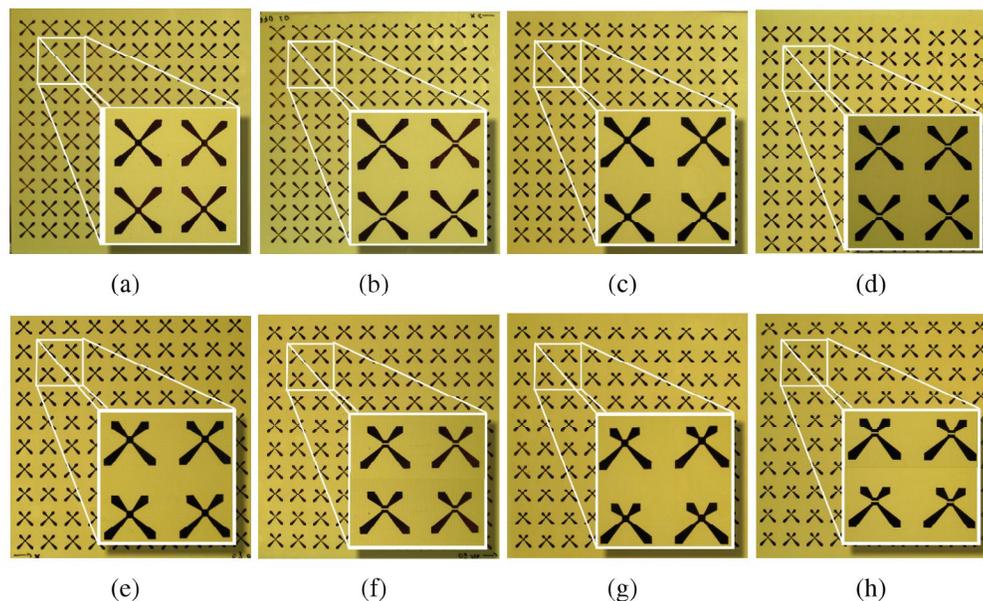


Figura 5.9: Protótipos assimétricos com  $L_{2 \times (y)}$ : (a) 7 mm on; (b) 7 mm off; (c) 6 mm on; (d) 6 mm off; (e) 5 mm on; (f) 5 mm off; (g) 4 mm on; (h) 4 mm off.

Na Fig. 5.10, são comparados os resultados numéricos e experimentais para o coeficiente de transmissão na polarização  $x$ , com  $L_{2x} = L_{2y} = 7$  mm. Por se tratar de uma estrela de quatro braços simétrica, seu comportamento não é diferente dos apresentados no capítulo 4.

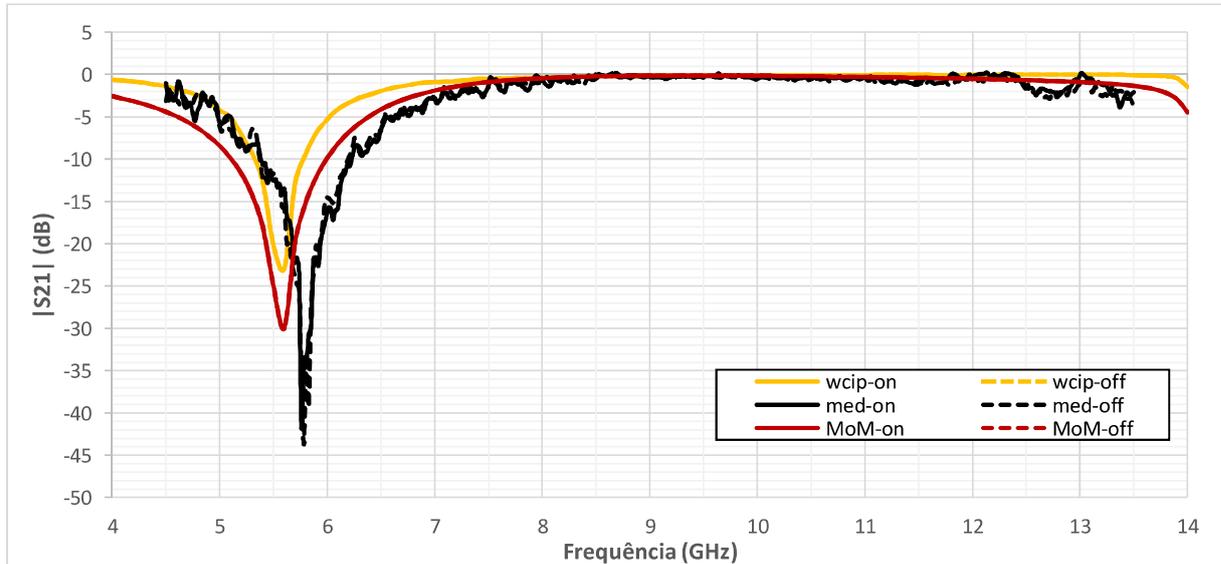


Figura 5.10:  $|S_{21}|$  (dB)  $\times$  frequência (GHz), estrela de quatro braços simétrica com  $L_{2x} = L_{2y} = 7$  mm na polarização  $x$ .

Na Fig. 5.11 é apresentada a resposta em frequência para a estrutura anterior com a polarização na direção  $y$ .

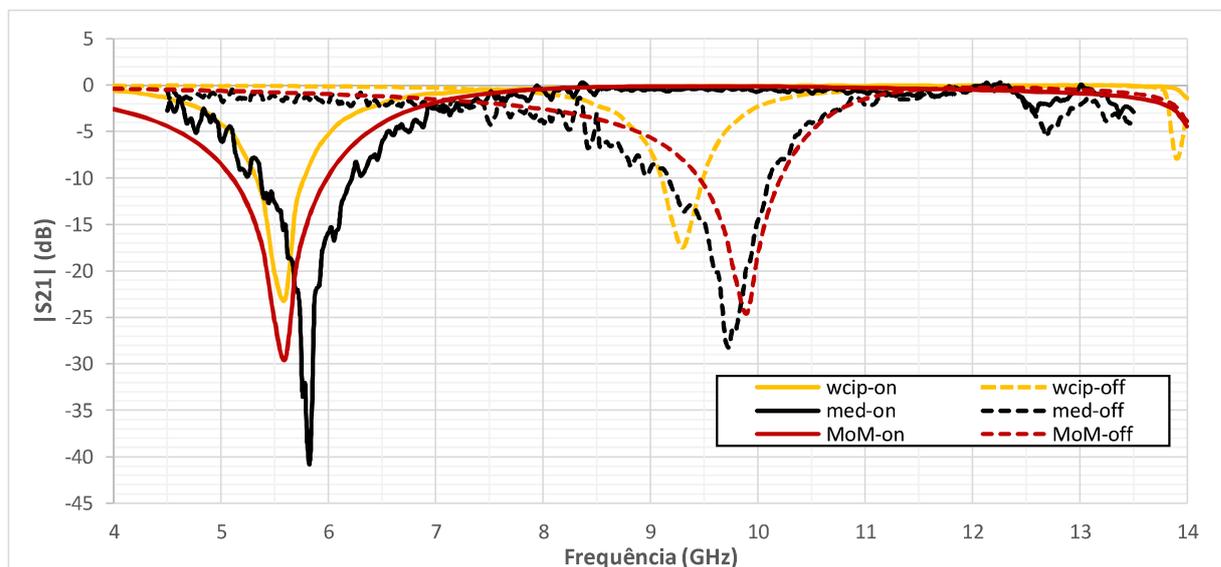


Figura 5.11:  $|S_{21}|$  (dB)  $\times$  frequência (GHz), estrela de quatro braços simétrica com  $L_{2x} = L_{2y} = 7$  mm na polarização  $y$ .

Na Fig. 5.12 é apresentada a resposta em frequência para a geometria com  $L_{2x} = L_{2y} = 6$  mm com a polarização na direção  $x$ . É possível perceber o surgimento da segunda frequência de ressonância.

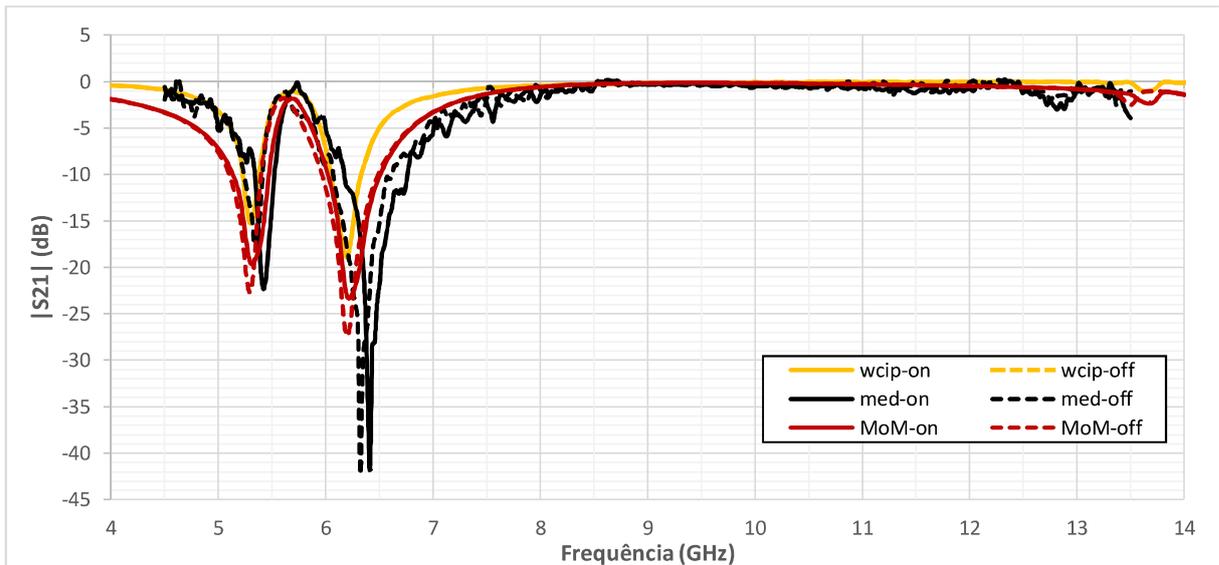


Figura 5.12:  $|S_{21}|$  (dB)  $\times$  frequência (GHz), estrela de quatro braços simétrica com  $L_{2x} = L_{2y} = 6$  mm na polarização  $x$ .

Na polarização  $y$  essa segunda ressonância desaparece e a estrutura comporta-se como uma FSS simétrica, Fig. 5.13.

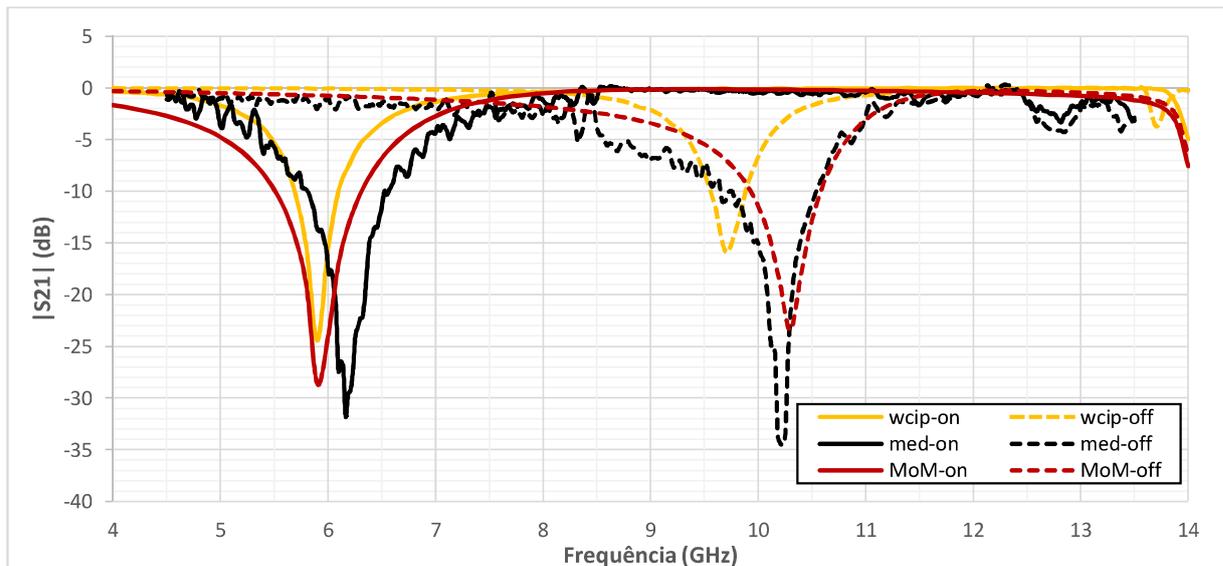


Figura 5.13:  $|S_{21}|$  (dB)  $\times$  frequência (GHz), estrela de quatro braços simétrica com  $L_{2x} = L_{2y} = 6$  mm na polarização  $y$ .

A estrutura com  $L_{2x} = L_{2y} = 5$  mm comporta-se como a anterior, Fig. 5.14 e 5.15. Nota-se que mesmo com a variação das dimensões do comprimento total da estrutura, a primeira frequência de ressonância quase não sofre variação, quando comparada com a estrutura anterior. Isso porque as dimensões da região inferior,  $L_{1x}$  e  $L_{1y}$ , foram mantidas em 7 mm. Enquanto isso  $f_1$  aumenta devido a diminuição das dimensões de  $L_{2x}$  e  $L_{2y}$ .

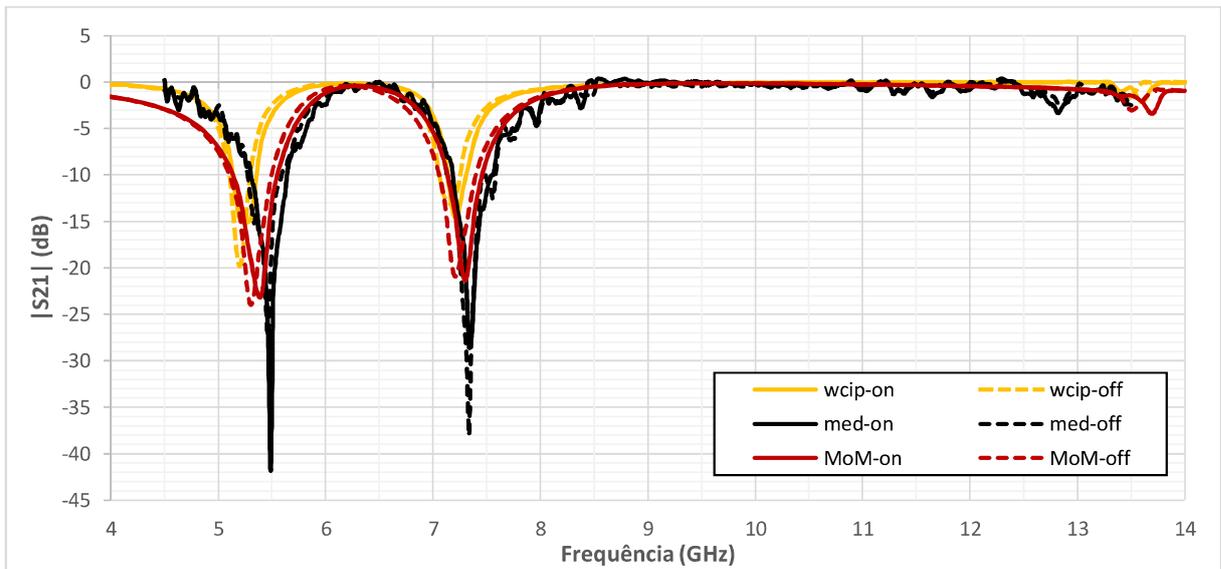


Figura 5.14:  $|S_{21}|$  (dB)  $\times$  frequência (GHz), estrela de quatro braços simétrica com  $L_{2x} = L_{2y} = 5$  mm na polarização  $x$ .

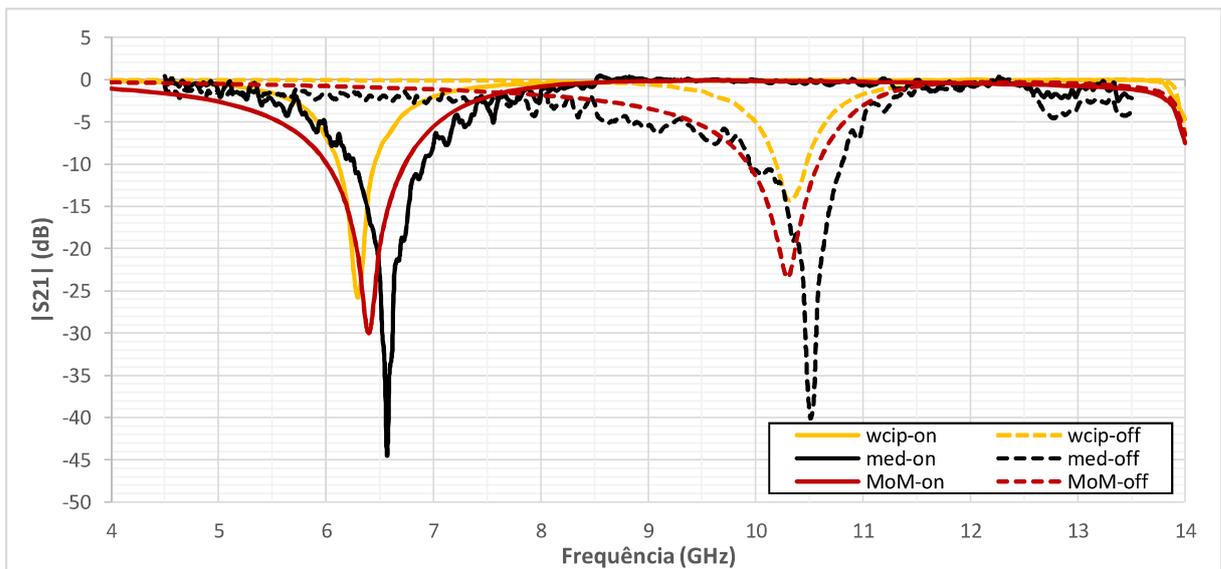


Figura 5.15:  $|S_{21}|$  (dB)  $\times$  frequência (GHz), estrela de quatro braços simétrica com  $L_{2x} = L_{2y} = 5$  mm na polarização  $y$ .

No caso da estrela com  $L_{2x} = L_{2y} = 4$  mm, na polarização  $x$  a banda de passagem entre as duas ressonâncias aumenta ainda mais, Fig. 5.16, e o comportamento na polarização  $y$  se mantém, Fig. 5.17.

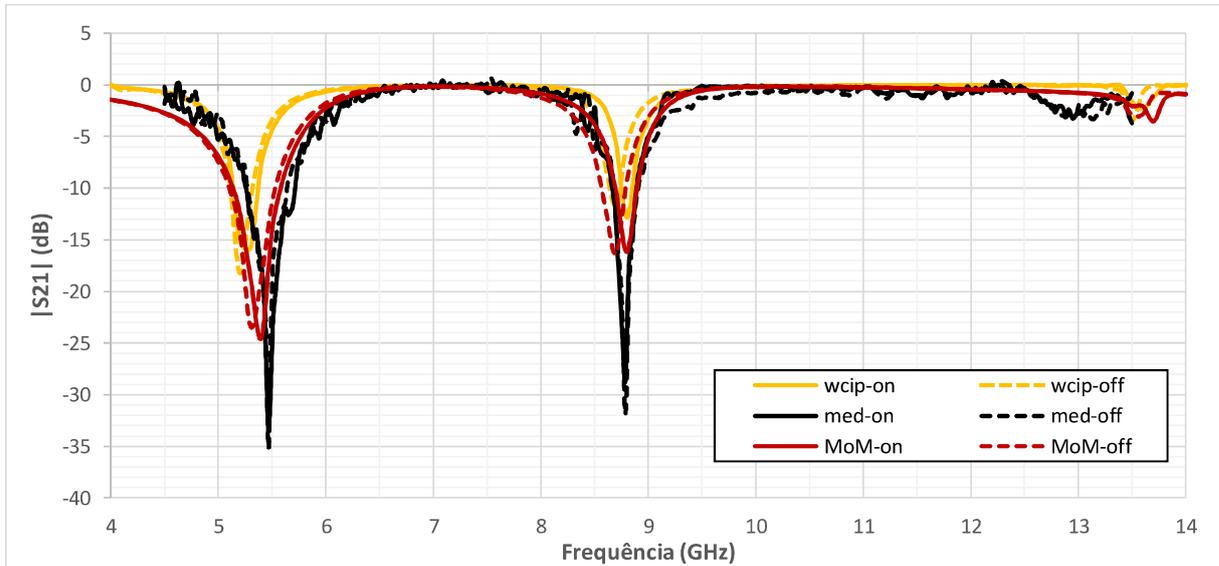


Figura 5.16:  $|S_{21}|$  (dB)  $\times$  frequência (GHz), estrela de quatro braços simétrica com  $L_{2x} = L_{2y} = 4$  mm na polarização  $x$ .

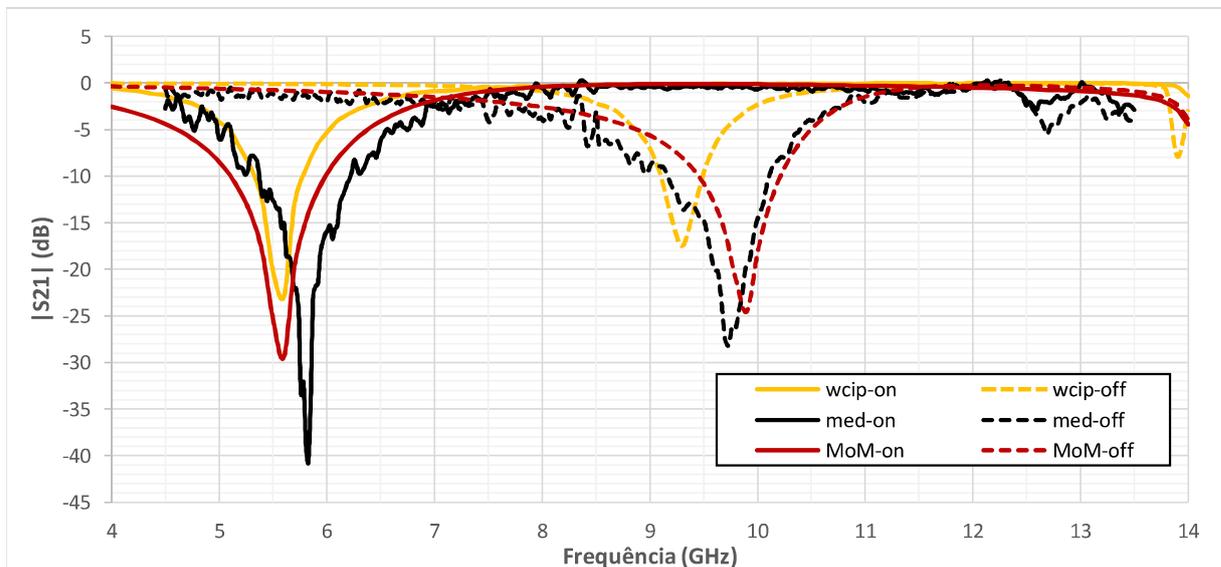


Figura 5.17:  $|S_{21}|$  (dB)  $\times$  frequência (GHz), estrela de quatro braços simétrica com  $L_{2x} = L_{2y} = 4$  mm na polarização  $y$ .

Destaca-se ainda a boa concordância entre os resultados numéricos e experimentais também para as estrelas de quatro braços assimétricas. Como nas simulações, quando polarizada em  $x$ , é possível constatar a existência de ressonâncias próprias para cada um dos pares de braços, inferior e superior, como se esses estivessem isolados, o que confirma sua possibilidade de ajuste de frequência da FSS.

Nas tabelas 5.1 e 5.2 estão resumidos, respectivamente, os valores referentes a primeira e segunda frequência de ressonância de cada geometria investigada.

	<i>On</i>				<i>Off</i>				<b>Pol.</b>
	<b>7 mm</b>	<b>6 mm</b>	<b>5 mm</b>	<b>4 mm</b>	<b>7 mm</b>	<b>6 mm</b>	<b>5 mm</b>	<b>4 mm</b>	
<b>WCIP</b>	5,6	5,3	5,3	5,3	5,6	5,3	5,3	5,3	<i>x</i>
<b>MoM</b>	5,6	5,3	5,4	5,4	5,6	5,3	5,3	5,3	
<b>Exp.</b>	5,78	5,42	5,49	5,47	5,78	5,42	5,49	5,47	
<b>WCIP</b>	5,6	5,9	6,3	5,6	9,3	9,7	10,3	9,3	<i>y</i>
<b>MoM</b>	5,6	5,9	6,4	5,6	9,9	10,3	10,3	9,9	
<b>Exp.</b>	5,83	6,17	5,57	5,83	9,73	10,22	10,51	9,73	

Tabela 5.1: Resumo da primeira frequência de ressonância, em GHz

Pela tabela 5.2 é possível perceber que, para as geometrias estadas, a segunda frequência de ressonância existe apenas na polarização da assimetria, independente do seu estado de comutação.

	<i>On</i>				<i>Off</i>				<b>Pol.</b>
	<b>7 mm</b>	<b>6 mm</b>	<b>5 mm</b>	<b>4 mm</b>	<b>7 mm</b>	<b>6 mm</b>	<b>5 mm</b>	<b>4 mm</b>	
<b>WCIP</b>	-	6,2	7,25	8,8	-	6,2	7,25	8,7	<i>x</i>
<b>MoM</b>	-	6,2	7,3	8,8	-	6,2	7,3	8,7	
<b>Exp.</b>	-	6,41	7,34	8,79	-	6,32	7,34	8,79	
<b>WCIP</b>	-	-	-	-	-	-	-	-	<i>y</i>
<b>MoM</b>	-	-	-	-	-	-	-	-	
<b>Exp.</b>	-	-	-	-	-	-	-	-	

Tabela 5.2: Resumo da segunda frequência de ressonância, em GHz

Mais uma vez a geometria estrela de quatro braços se mostrou uma boa alternativa para FSS, tanto pela simplicidade da estrutura, como pelas possibilidades que ela oferece.

---

# Capítulo 1

## Conclusões

---

Neste trabalho foi apresentada e caracterizada a FSS com geometria básica em forma de estrela de quatro braços do tipo elemento condutor. Foram consideradas dois tipos de estruturas, simétricas e assimétricas em relação ao eixo  $x$ . O documento apresentou resultados numéricos e experimentais que confirmaram o potencial da geometria proposta em sistemas de comunicação sem fio.

Percebeu-se uma redução na frequência de ressonância da estrutura quando comparada a um *patch* retangular de mesmas dimensões, resultado do aumento do contorno efetivo da geometria com a inserção de cortes triangulares nas laterais do *patch*, caracterizando assim uma técnica de miniaturização.

Além disso a geometria estrela de quatro braços, apresenta características de comutação quando polarizada em determinada direção. No projeto, uma fenda de dimensões equivalentes as de diodos PIN comerciais fez o papel de uma chave ideal no estado *off*, enquanto a ausência dela significava o estado *on*. Quando as FSS eram submetidas a um campo elétrico com polarização perpendicular a direção da fenda, as características de transmissão das estruturas variavam dependendo do seu estado de comutação. As FSS no estado *on* tiveram uma frequência de ressonância de aproximadamente a metade de suas equivalentes no estado *off*.

No caso das estrelas de quatro braços assimétrica, além das características anteriores, a variação individual dos braços da estrutura permitiu a formação de uma segunda frequência de ressonância. Essa propriedade se mostrou interessante para possíveis aplicações em sistemas de supressão de sinais interferentes. Basicamente cria-se uma janela entre duas bandas de rejeição, assim um sinal operando na banda de passagem será menos afetado por sinais vizinho atenuados. Como o ajuste de frequência está diretamente relacionado com o comprimento dos braços da estrela o projeto da janela é relativamente simples.

Para a caracterização experimental foram construídos protótipos para cada estrutura estudada. Em sua fabricação foram utilizados materiais de baixo custo e técnicas de circuito impresso. O processo é relativamente simples e rápido, o que motivou ainda mais a pesquisa.

Na caracterização numérica foi utilizado o *softwares WCIPAG08*<sup>®</sup>, desenvolvido pelo próprio GTEMA-IFPB, baseado no método das ondas (WCIP). Verificou-se uma boa concordância entre os resultados numéricos e experimentais, com diferenças inferior 5% no pior dos casos. O que motiva ainda mais ao grupo a dar continuidade aos estudos para adequação da formulação do método das ondas, WCIP, que pode resultar numa melhor capacidade de predição de largura

de banda.

Dando continuidade a este trabalho, sugere-se o estudo da geometria estrela de quatro braços *slot*, assim como a incorporação de procedimentos de síntese (algoritmos genéticos, redes neurais, etc.) nos projetos desse tipo de estrutura.

---

# Referências Bibliográficas

---

- [1] A. Holub e M. Polivka. “A novel microstrip patch antenna miniaturization technique: a meanderly folded shorted-patch antenna”. *14th Conference on Microwave Techniques. COMITE 2008.*, pp. 1–4. IEEE, 2008.
- [2] A. G. Neto, A. G. D’Assunção Junior, J. C. e Silva, A. N. da Silva, H. de P. A. Ferreira e I. S. S. Lima. “A Proposed Geometry for Multi-Resonant Frequency Selective Surfaces”. *IEEE European Microwave Week (a ser publicado)*, Roma, 2014.
- [3] H. de P. A. Ferreira. “Matrioska: Uma Proposta de Geometria Para FSS Multibandas”. Dissertação de mestrado, Instituto Federal de Educação Ciências e Tecnologia da Paraíba, 2014.
- [4] A. Edalati e T. A. Denidni. “Frequency selective surfaces for beam-switching applications”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 61:195–200, 2013.
- [5] M. Niroo-Jazi e T. A. Denidni. “Electronically sweeping-beam antenna using a new cylindrical frequency-selective surface”. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*:666–676, 2013.
- [6] M. Safari, C. Shafai e L. Shafai. “Frequency selective surface implemented using MEM-switched ground plane slots”. pp. 1–4, 2012.
- [7] B. A. Munk. *Frequency Selective Surface - Theory and Design*. Wiley, 2000.
- [8] M. A. Habib, M. N. Jazi, A. Djaiz, M. Nedil e T. A. Denidni. “Switched-beam antenna based on EBG periodic structures”. *MTT '09. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest.*, pp. 813–816, 2009.
- [9] P. S. Taylor, J. C. Bathelor e E. A. Parker. “A passively switched dual-band circular FSS slot array”. *IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC)*, pp. 648–651. IEEE, 2011.
- [10] X. Liang, L. Li, J. A. Bossard e D. H. Werner. “Reconfigurable frequency selective surfaces with silicon switches”. *In Proc. IEEE*, 2006.
- [11] M. Titaouine, A. G. Neto, H. Baudrand e F. Djahli. “WCIP method applied to active frequency selective surfaces”. *Journal of microwave and optoelectronics*:1–16, 2007.

- [12] A. G. Neto, J. N. de Carvalho, A. N. da Silva, H. de P. A. Ferreira, I. S. S. Lima e J. I. Fernandes. “Four arms star: An useful geometry for switchable FSS”. *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC)*, pp. 1–5, Rio de Janeiro, 2013. IEEE.
- [13] A. G. Neto, A. G. D’Assunção Junior, J. C. e Silva, I. S. S. Lima, L. C. M. de Moura e R. G. G. de Carvalho. “Ajuste da Resposta em Frequência de FSS com Geometria Estrela de Quatro Braços”. *16º SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica & 11º CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (MOMAG) (a ser publicado)*, Curitiba, 2014.
- [14] R. Mittra, C. H. Chan e T. Cwik. “Techniques for analyzing frequency selective surfaces—a review”. *Proceedings of the*:1593–1615, 1988.
- [15] F. Hopkinson e D. Rittenhouse. “An optical problem, proposed by Mr. Hopkinson, and solved by Mr. Rittenhouse”. *Transactions of the American Philosophical Society*, 2:201–206, 1786.
- [16] A. L. P. de S. Campos. *Superfícies seletivas em frequência: análise e projeto*. IFRN, 2009.
- [17] C. Mias, C. Tsakonas e C. Oswald. “An investigation into the feasibility of designing frequency selective windows employing periodic structures”. *The Nottingham Trent University, Department of Electrical and Electric Engineering*, 2001.
- [18] E. da S. R. Montalvão. “Uma Proposta de FSS Fractal com Geometria Simplificada”. Dissertação de mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2010.
- [19] S. Narayan, K. Prasad, R. Nair e R. M. Jha. “A novel EM analysis of cascaded thick FSS using Mode-matching generalized scattering matrix technique”. *IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC)*, pp. 1–4. IEEE, 2011.
- [20] G. Zarrillo e K. Aguiar. “Closed-form low frequency solutions for electromagnetic waves through a frequency selective surface”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*:1406–1417, 1987.
- [21] S. W. Lee, G. Zarrillo e C. L. Law. “Simple formulas for transmission through periodic metal grids or plates”. *IEEE Transactions on antennas and propagation*:904–909, 1982.
- [22] J. C. Vardaxoglou. *Frequency selective surfaces: analysis and design*, vol. 997. Research Studies Press London, 1997.
- [23] R. H. C. Maniçoba. *Estudo do Acoplamento entre Superfícies Seletivas de Frequência Assimétricas em Estruturas de Multicamadas*. Tese de doutorado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2012.

- [24] R. Mittra N. Farahat. "Analysis of frequency selective surfaces using the finite difference time domain (FDTD) method". *Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE*, vol. 2, pp. 568–571, 2002.
- [25] "H. Rogier, D. De Zutter e F. Olyslager". *Antennas and Propagation Society International Symposium*.
- [26] R. F. Harrington e J. L. Harrington. *Field Computation by Moment Methods*. Oxford University Press, 1996.
- [27] M. Azizi, H. Aubert e H. Baudrand. "A new iterative method for scattering problems". 1:255–258, 1995.
- [28] R. M. S. Cruz. *Análise e Otimização de Superfícies Seletivas de Frequência Utilizando Redes Neurais Artificiais d Algoritmos de Otimização Natural*. Tese de doutorado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2009.
- [29] P. L. da Silva. "Modelagem de Superfícies Seletivas de Frequência e Antenas de Microfita utilizando Redes Neurais Artificiais". Dissertação de mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2006.
- [30] A. N. da Silva. "Caracterização de FSS com Geometria em Forma de U". Dissertação de mestrado, Instituto Federal de Educação Ciências e Tecnologia da Paraíba, 2014.
- [31] S. J. Spector, D. K. Astolfi, S. P. Doran, T. M. Lyszczarz e J. E. Reynolds. "Infrared frequency selective surfaces fabricated using optical lithography and phase-shift masks". *Journal of Vacuum Science Technology B: Microelectronics and Nanometer Structures*:2757–2760, Nov 2001.
- [32] D. S. Lockyer, J. C. Vardaxoglou e M. J. Kearney. "FSS array generation by optical means". *Antennas and Propagation, 1999. IEE National Conference on.*, pp. 132–135, April 1999.
- [33] T. K. Wu. "Low cost and high performance quasi-optical filter for phased arrays". *Radio Science Meeting (Joint with AP-S Symposium), 2013 USNC-URSI*, pp. 81–81, July 2013.
- [34] E. B. Tchikaya. *Modélisation Électromagnétique des Surfaces Sélectives en Fréquence Finies Uniformes et Non-Uniformes par la Technique de Changement d'Echelle (SCT)*. Tese de doutorado, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2010.
- [35] Canaltech, "Papel de parede impede que vizinhos acessem a sua rede sem fio". <http://canaltech.com.br/noticia/internet/Papel-de-parede-impede-que-vizinhos-acessem-sua-rede-sem-fio/>.
- [36] U. Rafique, G. I. Kiani, M. M. Ahmed e S. Habib. "Frequency selective surface absorber for WLAN security". *Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the 5th European Conference on*, pp. 872–875. IEEE, 2011.

- [37] H. H. Sung. *Frequency Selective Wallpaper for Mitigating Indoor Wireless interference*. Tese de doutorado, Auckland, 2006.
- [38] M. Titauoine, N. Raveu, A. G. Neto e H. Baudrand. “The WCIP Method: Theory and Applications”. In: *Victoria M.Petrova. (Org.). Advances in Engineering Research*, vol. 6, pp. 143–176, New York, 2013. Nova Science.
- [39] A. J. R. Serres. *Aplicação do Método Iterativo Baseado no Conceito de Ondas (WCIP) na Análise de Antenas e Circuitos Planares Multicamadas*. Tese de doutorado, Universidade Federal Campina Grande, 2011.
- [40] A. G. Neto e J. I. Fernandes. “Análise numérica do efeito do corte triangular em motivos retangulares de FSS”. Relatório técnico, projeto PIBITI, Edital nº 04/2011, IFPB, 2011.
- [41] A. G. Neto e J. I. Fernandes. “Caracterização experimental do efeito do corte triangular em motivos retangulares de FSS”. Relatório técnico, projeto PIBITI, Edital nº 09/2012, IFPB, 2011.
- [42] MA4FCP305 Datasheet. <http://www.macomtech.com/DataSheets/MA4FCP305.pdf>, Acessado: 24 de março de 2014.
- [43] ANSYS. <http://www.ansys.com/>.