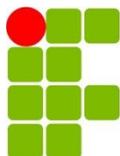


Dissertação de Mestrado

**CARACTERIZAÇÃO DE FSS COM
GEOMETRIA ESTRELA DE QUATRO
BRAÇOS TIPO FENDA**

Leidiane Carolina Martins de Moura
Mestranda

Alfrêdo Gomes Neto, Dr.
Orientador



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



CARACTERIZAÇÃO DE FSS COM GEOMETRIA ESTRELA DE QUATRO BRAÇOS TIPO FENDA

Leidiane Carolina Martins de Moura

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 2015
©Leidiane Carolina Martins de Moura – leidiane.c2m@gmail.com

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

M929c Moura, Leidiane Carolina Martins de.

Caracterização de FSS com geometria estrela de quatro braços tipo fenda. / Leidiane Carolina Martins de Moura. – 2015.
98 f. : il.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba / PPGEE, 2015.

Orientação : D.r Alfredo Gomes Neto.

1. Sistemas de telecomunicações. 2. FSS. 3. Estrela de quatro braços – fenda. 4. Operação multibanda. 5. Eletromagnetismo. I. Título.

CDU 621.39

Leidiane Carolina Martins de Moura

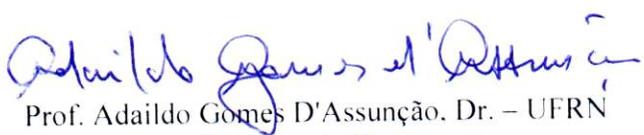
CARACTERIZAÇÃO DE FSS COM GEOMETRIA ESTRELA DE QUATRO BRAÇOS TIPO FENDA

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


Prof. Custódio José Oliveira Peixeiro, PhD. – IST, Portugal
Membro da Banca


Prof. Adaildo Gomes D'Assunção, Dr. – UFRN
Membro da Banca


Prof. Jefferson Costa e Silva, Dr. – IFPB
Membro da Banca

João Pessoa – PB
Julho – 2015

“Dificuldades e obstáculos são fontes valiosas de saúde e força para qualquer sociedade”.

Albert Einstein

AGRADECIMENTOS

A Deus, acima de todas as coisas, por renovar as forças e a alegria a cada manhã, concedendo-me a conquista de mais esta etapa.

À minha família Adair, Nilva, Thiago, Joelma, Amanda, Adair Filho, Fernanda, Miguel e Lídia, pelas instruções e constantes demonstrações de amor e carinho, que foi-me permitido continuar no caminho.

Ao meu noivo Helio Cesar, por sua manifestação de amor ao me apoiar, compreender, confiar e acreditar em mim em todos os momentos.

Ao professor Alfrêdo, não somente por sua orientação, mas pela paciência, por seus ensinamentos, pelas oportunidades e incentivos e, principalmente, por sua dedicação.

Ao Instituto Federal de Educação Ciência e Tecnologia e ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, pelo auxílio financeiro concedido à realização desse projeto.

Ao professor Jefferson Costa e aos demais professores e funcionários do Programa, pelo compromisso e empenho concedidos ao Mestrado em Engenharia Elétrica.

E aos amigos que ficaram em Goiânia, assim como aos amigos que formei na pós-graduação, pela amizade e companheirismo, pelos momentos de descontração e pelas críticas.

RESUMO

Nos últimos anos, devido ao intenso crescimento de aplicações que utilizam os sistemas de telecomunicações, a demanda de disponibilidade de bandas de frequência do espectro eletromagnético tem se tornado cada vez maior. Embora esse crescimento seja determinado principalmente por tecnologias desenvolvidas para *tablets* e *smartphones*, o espectro eletromagnético é ainda disputado por diversos serviços, tais como os sistemas de posicionamento global, TV digital, serviços de internet e outros. Diante disso, os engenheiros de telecomunicações e micro-ondas buscam por novas tecnologias capazes de suprir as demandas específicas desses dispositivos. Nesse contexto, uma das estruturas que tem recebido considerável atenção de diversos grupos de pesquisa é a superfície seletiva em frequência, FSS, pois pode desempenhar um papel fundamental na otimização de sistemas de telecomunicações, possibilitando, entre outras aplicações, a redução de sinais indesejáveis e operação multibanda. A fim de se obter dimensões reduzidas, resposta em frequência específica e operação multibanda, diversas geometrias são estudadas, incluindo elementos simples ou uma combinação dos mesmos, em que o elemento da célula unitária pode ser constituído a partir de uma camada de metalização impressa sobre um substrato dielétrico, ou uma fenda em uma camada de metalização sobre um substrato dielétrico. Logo, neste trabalho é apresentada a análise da geometria estrela de quatro braços tipo fenda para FSS, destacando-se as suas características de redução de dimensões e operação multibanda. O dimensionamento da estrutura, o ajuste da resposta em frequência e a sua reconfiguração a partir da comutação são aspectos abordados. Para a análise numérica das FSS são utilizados o Método das Ondas, mais conhecido na literatura como WCIP (*Wave Concept Iterative Procedure*), empregando o programa WCIPAG08[®], desenvolvido no GTEMA-IFPB, e o Método dos Momentos, no qual se baseia o programa comercial ANSOFT-DESIGNER. Os resultados numéricos e experimentais apresentaram boa concordância entre si. Além disso, observa-se que o ajuste da resposta em frequência e a operação multibanda foram obtidos sem alteração das dimensões da célula unitária. São propostas equações aproximadas de projetos e apresentada a comparação entre as caracterizações analítica, numérica e experimental.

Palavras chave: FSS, estrela de quatro braços tipo fenda, operação multibanda.

ABSTRACT

In recent years, due to the intense growth of applications that use telecommunication systems, the demand for availability of electromagnetic spectrum range frequency has become increasingly greater. Although this growth is mainly determined by technologies developed for tablets and smartphones, the electromagnetic spectrum is still disputed by various services, such as global positioning systems, digital TV, internet and other services. Thus, the telecommunications engineers and microwave engineers seek for new technologies to meet the specific demands of these devices. In this context, one of the structures that has received considerable attention from several research groups is the frequency selective surface, FSS, they can play a key role in optimizing telecommunications systems, allowing, among other applications, to reduce undesired signals and multiband operation. To obtain reduced dimensions, specific frequency response and multiband operation, a diversity of geometries are studied, including simple elements, or a combination of them, wherein the unitary cell element can be formed from a printed metallization layer on a dielectric substrate or a slot in a metallization layer on a dielectric substrate. Therefore, in this study, it is presented the analysis of the slot four arms star geometry for FSS, highlighting their size reduction characteristics and multiband operation. The dimensioning of the structure, the frequency response adjustment and the reconfiguring by switching are discussed aspects. For the numerical analysis of the FSS are used the Wave Method, known in the literature as WCIP (Wave Concept Iterative Procedure), using the WCIPAG08[®] program, developed in GTEMA-IFPB, and the Method of Moments, which is implemented on the commercial program ANSOFT-DESIGNER. The numerical and experimental results show good agreement with each other. Moreover, it is observed that the frequency response adjustment and multiband operation were obtained without changing the unit cell dimensions. Approximate design equations are proposed and the comparison of analytical, numerical and experimental characterizations is presented.

Keywords: FSS, slot four arms star, multiband operation.

SUMÁRIO

Lista de Figuras.....	10
Lista de Tabelas.....	14
Lista de Siglas e Símbolos.....	15
1. Introdução.....	17
2. Superfície seletiva em frequência.....	21
2.1. Classificação das FSS.....	22
2.1.1. Classificação quanto ao preenchimento da célula unitária.....	22
2.1.2. Classificação quanto à geometria da camada de metalização sobre a camada dielétrica.....	23
2.1.3. Classificação quanto à espessura da camada de metalização sobre a camada dielétrica.....	25
2.2. Técnicas de análise.....	26
2.3. <i>Setup</i> de medição.....	28
2.4. Aplicações.....	29
3. Método das Ondas – WCIP.....	33
3.1. Princípio de funcionamento do método WCIP.....	33
3.2. Relação entre ondas e campos.....	34
3.3. Incidência/reflexão da onda na superfície S	36
3.3.1. Interface com pixel caracterizado como condutor perfeito.....	37
3.3.2. Interface com pixel caracterizado como isolante perfeito.....	38
3.3.3. Interface com pixel caracterizado como dielétrico/dielétrico.....	39
3.4. Incidência/reflexão da onda no meio.....	40
3.5. Passagem entre domínios.....	43
3.6. Fonte de excitação.....	49
3.7. Programa utilizado.....	51
4. FSS com geometria estrela de quatro braços em fenda simétrica.....	53
4.1. Caracterização estimativa.....	55
4.2. Caracterização numérica.....	56

4.3. Caracterização experimental	62
5. FSS com geometria estrela de quatro braços em fenda assimétrica.....	70
5.1. Caracterização numérica	71
5.2. Caracterização experimental	73
6. FSS com geometria estrela de quatro braços em fenda com bordas	76
6.1. Caracterização numérica	77
6.2. Caracterização experimental	80
7. Conclusões.....	88
Referências.....	90

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1: Sistemas multifrequenciais.	17
Figura 1.2: Torre com antenas destinadas a múltiplos serviços [4].	18
Figura 2.1: Geometria da FSS.	21
Figura 2.2: Representação da seletividade de frequência da estrutura.	21
Figura 2.3: FSS com (a) arranjos tipo elemento condutor, (b) seu circuito equivalente e (c) comportamento rejeita-faixa.	23
Figura 2.4: FSS com (a) arranjos tipo abertura, (b) seu circuito equivalente e (c) comportamento passa-faixa.	23
Figura 2.5: Grupo 1 (elementos do tipo N-polos conectados pelo centro).	24
Figura 2.6: Grupo 2 (elementos do tipo espiras).	24
Figura 2.7: Grupo 3 (elementos do tipo interior sólido).	24
Figura 2.8: Grupo 4 (elementos do tipo combinações).	24
Figura 2.9: Geometrias investigadas pelo GTEMA-IFPB: (a) estrela de quatro braços, (b) matrioska e (c) em forma de U.	25
Figura 2.10: FSS do tipo espessa de duas camadas [24].	26
Figura 2.11: (a) FSS tipo espiras quadradas e (b) seu circuito equivalente.	26
Figura 2.12: (a) FSS mais complexa e (b) seu circuito equivalente [32].	27
Figura 2.13: <i>Setup</i> de medição de uma FSS com antenas corneta.	28
Figura 2.14: <i>Setup</i> de medição de uma FSS com antenas corneta e lentes.	29
Figura 2.15: <i>Setup</i> de medição de uma FSS na câmara anecóica.	29
Figura 2.16: Representação de subrefletores para comunicações via satélite com utilização de FSS.	30
Figura 2.17: FSS como anteparo da porta do forno de micro-ondas.	30
Figura 2.18: Antena com (a) radome e (b) com FSS entre duas camadas do radome.	31
Figura 2.19: Papel de parede com FSS para bloquear o sinal de redes sem fio [49].	32
Figura 3.1: Representação do Método das Ondas.	33
Figura 3.2: Relação entre as componentes de campos transversais de uma onda eletromagnética.	35
Figura 3.3: Representação da discretização da superfície.	36
Figura 3.4: Circuito equivalente para interface tipo condutor perfeito [54].	37
Figura 3.5: Circuito equivalente para interface tipo isolante perfeito [54].	39
Figura 3.6: Circuito equivalente para interface tipo dielétrico/dielétrico [54].	40

Figura 3.7: Estrutura composta por dois meios e uma superfície S	41
Figura 3.8: Representação da passagem entre domínios.	43
Figura 3.9: Representação da fonte do tipo localizada unilateral na polarização x	50
Figura 3.10: Representação da fonte do tipo distribuída na polarização x	50
Figura 3.11: Representação esquemática do programa WCIPAG08 [®] [54].....	51
Figura 4.1: Representação da geometria estrela de quatro braços [15], [16].	53
Figura 4.2: Geometria da estrutura: estrela de quatro braços tipo fenda.	53
Figura 4.3: Célula unitária (a) com <i>patch</i> metalizado e ponto de comutação, (b) com indicação dos braços da estrela e (c) com estrela de quatro braços tipo fenda.	54
Figura 4.4: Representação do ponto de comutação (a) ligado e (b) desligado da estrela de quatro braços tipo fenda.	54
Figura 4.5: Células simétricas com dimensões (a) 10 mm × 10 mm, (b) 12 mm × 12 mm,	55
Figura 4.6: Células simétricas com geometria estrela de quatro braços de dimensões L_x e L_y (a) 10 mm × 10 mm, (b) 12 mm × 12 mm, (c) 14 mm × 14 mm e (d) 16 mm × 16 mm.	55
Figura 4.7: Comparação da resposta em frequência das geometrias estrela de quatro braços com elemento condutor e estrela de quatro braços tipo fenda 10 mm × 10 mm.	57
Figura 4.8: Comparação da resposta em frequência das geometrias estrela de quatro braços com elemento condutor e estrela de quatro braços tipo fenda 12 mm × 12 mm.	58
Figura 4.9: Comparação da resposta em frequência das geometrias estrela de quatro braços com elemento condutor e estrela de quatro braços tipo fenda 14 mm × 14 mm.	58
Figura 4.10: Comparação da resposta em frequência das geometrias estrela de quatro braços com elemento condutor e estrela de quatro braços tipo fenda 16 mm × 16 mm.	59
Figura 4.11: Caracterização numérica das FSS na polarização x	60
Figura 4.12: Relação entre a dimensão dos braços da estrela e a frequência de ressonância na polarização x	60
Figura 4.13: Caracterização numérica das FSS na polarização y	61
Figura 4.14: Relação entre a dimensão dos braços da estrela e a frequência de ressonância na polarização y	62
Figura 4.15: Protótipos fabricados com geometria estrela de quatro braços tipo fenda simétrica.	63
Figura 4.16: Modelo de chave ideal utilizada nos protótipos.....	63
Figura 4.17: <i>Setup</i> de medição utilizado na caracterização experimental da FSS.	64
Figura 4.18: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda.....	64
Figura 4.19: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda.....	65

Figura 4.20: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda.....	65
Figura 4.21: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda.....	66
Figura 4.22: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda.....	66
Figura 4.23: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda.....	67
Figura 4.24: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda.....	67
Figura 4.25: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda.....	68
Figura 5.1: Dimensões dos braços da FSS estrela de quatro braços tipo fenda assimétrica. ...	70
Figura 5.2: Equivalência da geometria para a polarização x	70
Figura 5.3: Equivalência da geometria para a polarização y	71
Figura 5.4: Célula assimétrica com dimensões $8\text{ mm} \times 6\text{ mm}$	71
Figura 5.5: Resultados numéricos para as estruturas $8\text{ mm} \times 6\text{ mm}$ polarizadas na direção x . ..	72
Figura 5.6: Resultados numéricos para as estruturas $8\text{ mm} \times 6\text{ mm}$ polarizadas na direção y . ..	72
Figura 5.7: Protótipos fabricados com geometria estrela de quatro braços tipo fenda assimétrica.	73
Figura 5.8: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda.....	74
Figura 5.9: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda.....	75
Figura 6.1: Dimensões dos braços da FSS estrela de quatro braços tipo fenda com bordas.	76
Figura 6.2: Células assimétricas com dimensões (a) $8\text{ mm} \times 6\text{ mm}$, (b) $8\text{ mm} \times 7\text{ mm}$ e	77
Figura 6.3: Resultados numéricos para as estruturas com bordas, $8\text{ mm} \times 6\text{ mm}$, nos estados ligado e desligado, polarizadas na direção x	77
Figura 6.4: Resultados numéricos para as estruturas com bordas, $8\text{ mm} \times 7\text{ mm}$, nos estados ligado e desligado, polarizadas na direção x	78
Figura 6.5: Resultados numéricos para as estruturas com bordas, $8\text{ mm} \times 8\text{ mm}$, nos estados ligado e desligado, polarizadas na direção x	78
Figura 6.6: Resultados numéricos para as estruturas com bordas, $8\text{ mm} \times 6\text{ mm}$, nos estados ligado e desligado, polarizadas na direção y	79
Figura 6.7: Resultados numéricos para as estruturas com bordas, $8\text{ mm} \times 7\text{ mm}$, nos estados ligado e desligado, polarizadas na direção y	80
Figura 6.8: Resultados numéricos para as estruturas com bordas, $8\text{ mm} \times 8\text{ mm}$, nos estados ligado e desligado, polarizadas na direção y	80
Figura 6.9: Protótipos fabricados com geometria estrela de quatro braços tipo fenda.....	81
Figura 6.10: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda com bordas .	82
Figura 6.11: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda com bordas, estado ligado, $8\text{ mm} \times 6\text{ mm}$ na polarização y	82

Figura 6.12: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda com bordas, estado desligado, 8 mm × 6 mm na polarização y.	83
Figura 6.13: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda com bordas .	83
Figura 6.14: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda com bordas, estado ligado, 8 mm × 7 mm na polarização y.	84
Figura 6.15: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda com bordas, estado desligado, 8 mm × 7 mm na polarização y.	84
Figura 6.16: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda com bordas .	85
Figura 6.17: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda com bordas, estado ligado, 8 mm × 8 mm na polarização y.	85
Figura 6.18: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda com bordas, estado desligado, 8 mm × 8 mm na polarização y.	86

LISTA DE TABELAS

Tabela 4-1: Frequência de ressonância estimada.	56
Tabela 4-2: Comparação da frequência de ressonância entre os métodos numéricos para a estrela simétrica	59
Tabela 4-3: Frequência de ressonância das FSS na polarização y	61
Tabela 4-4: Comparação da frequência de ressonância entre a modelagem analítica e os resultados numéricos e experimentais para a estrela simétrica na polarização x	68
Tabela 4-5: Comparação da frequência de ressonância entre a modelagem analítica e os resultados numéricos e experimentais para a estrela simétrica na polarização y	69
Tabela 5-1: Comparação da frequência de ressonância entre os métodos numéricos e os resultados experimentais para a estrela de quatro braços assimétrica	75
Tabela 6-1: Comparação da frequência de ressonância entre os métodos numéricos e os resultados experimentais para a estrela com bordas, polarização x	86
Tabela 6-2: Comparação da frequência de ressonância entre os métodos numéricos e os resultados experimentais para a estrela com bordas, polarização y	87

LISTA DE SIGLAS E SÍMBOLOS

CPW:	<i>Coplanar Waveguide</i> (Guia de Onda Coplanar)
FDTD:	<i>Finite Difference Time Domain</i> (Diferenças Finitas no Domínio do Tempo)
FEM:	<i>Finite Difference Method</i> (Método das Diferenças Finitas)
FFT:	<i>Fast Fourier Transform</i> (Transformada Rápida de Fourier)
FORTTRAN:	<i>FORmula TRANslation</i>
FR-4:	Substrato laminado a base de fibra de vidro e epoxy
FSS:	<i>Frequency Selective Surface</i> (Superfície Seletiva em Frequência)
GTEMA:	Grupo de Telecomunicações e Eletromagnetismo Aplicado
IFFT:	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i> (Transformada Rápida de Fourier Inversa)
IFPB:	Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba
MATLAB:	MATrix LABoratory
MoM:	<i>Method of Moments</i> (Método dos Momentos)
RFID:	<i>Radio Frequency Identification</i> (Identificação por Rádio Frequência)
TBE:	Operador de passagem do domínio espectral para modal
TE:	<i>Transverse Electric</i> (Transverso Elétrico)
TEB:	Operador de passagem do domínio modal para espectral
TM:	<i>Transverse Magnetic</i> (Transverso Magnético)
WCIP:	<i>Wave Concept Iterative Procedure</i> (Método das Ondas - Processo Iterativo)
$\vec{A}_{n,i}$:	N-ésima onda incidente no meio i
$\vec{B}_{n,i}$:	N-ésima onda refletida no meio i
Δx :	Largura do pixel na direção x
Δy :	Largura do pixel na direção y
dx_l :	Comprimento do corte retangular da extremidade do braço em x
dy_l :	Comprimento do corte retangular da extremidade do braço em y
ϵ_r :	Constante dielétrica relativa, permissividade dielétrica relativa
ϵ_{ref} :	Constante dielétrica efetiva
$\epsilon_{refeCPW}$:	Constante dielétrica efetiva para um guia de onda coplanar
$\vec{E}_{t,i}$:	Vetor intensidade de campo elétrico no meio i
f_{r1} :	Primeira frequência de ressonância estimada da onda
h :	Altura do substrato
$\vec{H}_{t,i}$:	Vetor intensidade de campo magnético no meio i

\vec{J}_i :	Vetor densidade de corrente superficial
L_{ef} :	Comprimento efetivo dos braços da estrela
L_x :	Comprimento do <i>patch</i> e dos braços da estrela em x
L_{x1} :	Comprimento do braço da estrela à esquerda do ponto de comutação em x
L_{x2} :	Comprimento do braço da estrela à direita do ponto de comutação em x
L_y :	Comprimento do <i>patch</i> e dos braços da estrela em y
L_{y1} :	Comprimento do braço da estrela à esquerda do ponto de comutação em y
L_{y2} :	Comprimento do braço da estrela à direita do ponto de comutação em y
S :	Comprimento da fita com camada de metalização em x
S :	Interface entre os meios 1 e 2
S_{xy} :	Descreve o comportamento da onda ao incidir sobre a superfície (Parâmetro de reflexão)
S_x :	Comprimento do ponto de comutação em x
S_y :	Comprimento do ponto de comutação em y
Γ :	Coefficiente de reflexão
$\Gamma_{m,n}^{\alpha,i}$:	Coefficiente de reflexão do m, n -ésimo modo para o meio i
δ :	Tangente de perdas do material
W_x :	Comprimento da célula em x
W_y :	Comprimento da célula em y
$Y_{0m,n}^{\alpha,i}$:	Admitância do m, n -ésimo modo para o meio i
$Z_{0,i}$:	Impedância característica do meio i

1. INTRODUÇÃO

A necessidade da comunicação do ser humano vem desde o início da formação da sociedade, quando o homem utilizava desenhos talhados em pedras e hieróglifos nas pirâmides do Egito com simples formas geométricas para expressar sentimentos, ideias, dados e valores humanos [1], [2]. Porém, o ritmo da troca de informações era lento e impreciso, gerando um lapso de tempo. Logo, com o objetivo de reduzir o tempo de transmissão de mensagens e assegurar o recebimento das mesmas, a informação passou a ser transmitida por fonemas, palavras, escritas, métodos e instrumentos, apresentando um salto evolutivo na tecnologia muito além de qualquer previsão [3]. Sucessivamente, com os avanços tecnológicos na área de telecomunicações, percebe-se uma busca contínua de aperfeiçoamento da troca de informações a longas distâncias através da criação e desenvolvimento de meios de comunicação diversificados como telégrafo, telefone fixo, telefone móvel, rádio, televisão, satélites, internet, e outros.

As aplicações de comunicações sem fio têm se tornado cada vez mais populares devido à diversidade dos serviços oferecidos (por exemplo, o envio e recebimento de símbolos, caracteres, textos, sons, imagens, vídeos e outros) e à mobilidade (em que o usuário não necessita ficar conectado a um ponto específico da rede para o acesso de uma rede local). Entretanto, para atender aos requisitos dos diferentes sistemas de comunicação, Figura 1.1, são necessários equipamentos de baixo custo e de peso e volume reduzidos, que operem em diferentes faixas de frequência e atendendo aos diversos requisitos de potência, constituindo um desafio constante para os engenheiros de micro-ondas, em especial, para os projetistas de antenas.



Figura 1.1: Sistemas multifrequenciais.

Além da comunicação com o usuário final, é preciso prover enlaces de alta capacidade que possam conectar diferentes pontos das redes de telecomunicações. Embora vários desses enlaces sejam ópticos, é indispensável a utilização de enlaces sem fio. Nesse contexto, dadas as limitações da disponibilidade de torres e outros espaços para instalação de antenas, vários sistemas de telecomunicações, com seus próprios requisitos de frequência e potência, compartilham espaços restritos, Figura 1.2, [4]. Consequentemente, limitar as interferências entre os diferentes sistemas, assim como maximizar a utilização das antenas torna-se cada vez mais importante. Diante dessa demanda, a utilização de superfície seletivas em frequência, ou simplesmente FSS, vem atraindo a atenção de diversos grupos de pesquisa, seja para minimizar sinais indesejáveis, seja para utilizar uma mesma antena operando em duas ou mais configurações distintas [5], [6].



Figura 1.2: Torre com antenas destinadas a múltiplos serviços [4].

As FSS são estruturas planares formadas por arranjos geométricos metalizados ou em fenda, dispostos sobre uma superfície dielétrica de forma periódica, comportando-se como filtros passa-faixa ou rejeita-faixa de acordo com a disposição dos arranjos [7], [8]. As FSS têm sido utilizadas em praticamente todo o espectro eletromagnético, incluindo micro-ondas, ondas milimétricas e frequências na faixa de terahertz [9]–[12]. O anteparo da porta do forno de micro-ondas doméstico, radomes, absorvedores e subrefletores de antenas com mais de uma banda de operação são aplicações típicas das FSS, embora, mais recentemente, as FSS têm sido aplicadas em sensores passivos sem fio [13], [14], sistemas RFID sem chip (*chipless* RFID) [15], e antenas inteligentes do tipo comutável [16].

Neste contexto, o Grupo de Telecomunicações e Eletromagnetismo Aplicado – GTEMA-IFPB tem desenvolvido pesquisas sobre essas estruturas com o objetivo de identificar geometrias para FSS com características de miniaturização e operação multibanda que possibilitem ajustar a frequência de ressonância sem alterar a área total ocupada pelo elemento. Entre essas geometrias, foi proposta a estrela de quatro braços [4], [17], [18], obtendo-se interessantes características de resposta em frequência. Dando continuidade a esta investigação, neste trabalho é proposta a caracterização da geometria estrela de quatro braços tipo fenda.

Na análise numérica das FSS, como ferramenta computacional, foram utilizados neste trabalho o Método das Ondas (*Wave Concept Iterative Procedure*, WCIP), empregado no *software* WCIPAG08[®] e o Método dos Momentos, MoM, no qual se baseia o *software* comercial ANSYS-DESIGNER. São apresentados os resultados da caracterização experimental obtidos nos laboratórios do GTEMA-IFPB, confirmando, assim, os resultados numéricos.

Este trabalho está dividido nas seguintes seções:

No capítulo 2 são apresentados os conceitos básicos sobre as superfícies seletivas em frequência, sendo descritas suas características e 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. Finalmente, são mostradas as principais aplicações das superfícies seletivas em frequência.

No capítulo 3 são abordados os conceitos fundamentais do Método das Ondas, WCIP, um dos métodos numéricos utilizados para análise das FSS neste trabalho. São descritas 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 estrutura do programa utilizado, WCIPAG08[®].

No capítulo 4 descreve-se a caracterização analítica, numérica e experimental das FSS com geometria estrela de quatro braços tipo fenda simétrica. É realizada a comparação numérica com o comportamento da FSS estrela de quatro braços com camada de metalização, destacando suas principais características (em que, para essa estrutura com camada de metalização, será utilizada a nomenclatura estrela de quatro braços). Propõem-se nesse capítulo as equações de projeto, relacionando a geometria da FSS e sua resposta em frequência e, por fim, são caracterizados os estados de comutação ligado, *On*, e desligado, *Off*.

A caracterização das FSS com geometria estrela de quatro braços tipo fenda assimétrica é realizada no capítulo 5, comparando-se os resultados obtidos numérica e experimentalmente, expondo algumas conclusões para tais análises. Também, são caracterizados os estados *On* e *Off* da comutação.

No capítulo 6 é proposta uma geometria adequada para a questão da polarização dos diodos comparando-se os resultados obtidos numérica e experimentalmente, expondo algumas conclusões para tais análises. Além disso, os estados ligado, *On*, e desligado, *Off*, da comutação são caracterizados de maneira ideal.

Por fim, no capítulo 7 são apresentadas as conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

2. SUPERFÍCIE SELETIVA EM FREQUÊNCIA

As superfícies seletivas em frequência são estruturas periódicas planares compostas de uma camada de metalização sobre um ou mais substratos dielétricos, em que os elementos podem ser do tipo *patch* condutor, camada de metalização, ou do tipo abertura, fenda, Figura 2.1. Além disso, uma de suas principais características é a capacidade de se comportar como uma interface transparente (ou não) a uma onda incidente em determinadas frequências. Este comportamento é determinado por parâmetros como a polarização da onda incidente, dimensões da estrutura, geometria a ser utilizada, periodicidade, espessura e permissividade do substrato dielétrico, Figura 2.2.

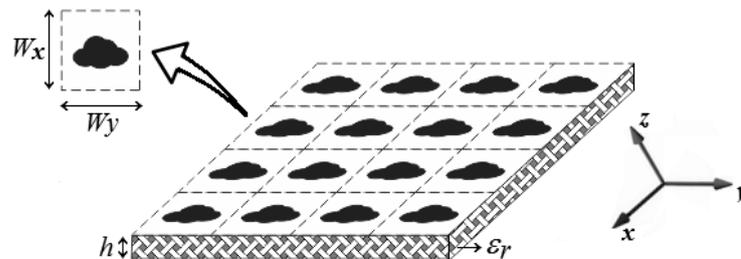


Figura 2.1: Geometria da FSS.

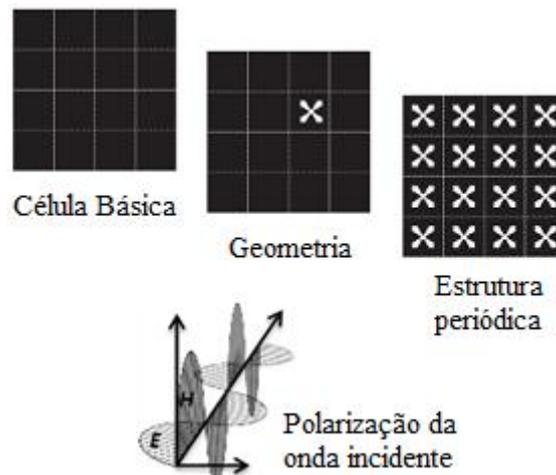


Figura 2.2: Representação da seletividade de frequência da estrutura.

A análise das FSS tem suas origens nos estudos das características de difração de um feixe luminoso sobre uma superfície específica. A difração sofrida pela luz através de grades de difração equidistantes foi observada pelo físico David Rittenhouse, em resposta ao problema óptico proposto por Francis Hopkinson, e relatada cientificamente em 1786 [19].

Nesse estudo, Rittenhouse investiga o comportamento da luz branca ao se inserir um anteparo com arranjos de fios igualmente espaçados. Foi observado que o anteparo se comportou como um filtro, impedindo a passagem de determinados comprimentos de onda. O experimento realizado por Rittenhouse mostrou que as dimensões físicas, a geometria da estrutura, a configuração de cada elemento – se são condutores ou não – e o espaçamento entre eles, estão envolvidos com o espalhamento dos campos e a resposta em frequência. Devido à simplicidade do sistema de Rittenhouse, esse princípio físico se estendeu a diversas áreas da engenharia [20], principalmente em aplicações em telecomunicações.

Desde o início do século 20, o estudo da FSS tem sido um importante tópico de investigação. Em 1919, Marconi e Franklin patentearam o seu trabalho em FSS com um refletor para uso em redes sem fio, telegrafia e telefonia [21]. No entanto, o conceito das FSS passou a ser popularizado a partir da década de 60, devido, principalmente, ao seu grande potencial em aplicações militares [22]. Em seguida, a demanda por dispositivos multifrequenciais impulsionou o estudo das FSS, com aplicações em diferentes sistemas de comunicação, por atender aos requisitos específicos de resposta em frequência, baixo custo e facilidade de fabricação [5], [7], [8], [13].

2.1. CLASSIFICAÇÃO DAS FSS

As FSS podem ser classificadas de diversas maneiras: através do preenchimento da célula unitária, pela geometria das células, pela espessura da camada de metalização e através da polarização da onda incidente. Estes são aspectos clássicos encontrados na literatura para classificação de FSS [7].

2.1.1. CLASSIFICAÇÃO QUANTO AO PREENCHIMENTO DA CÉLULA UNITÁRIA

A caracterização da FSS pode ser realizada com base no preenchimento da célula unitária, em que o elemento básico do arranjo periódico pode ser do tipo condutor ou do tipo abertura. De acordo com o preenchimento de cada célula unitária, as FSS podem apresentar diferentes respostas em frequência.

Uma das propriedades das FSS é atuar como um filtro de frequências, podendo deixar passar determinadas frequências e rejeitar outras [5], [8], [13], [23]. Em FSS do tipo elemento condutor (tipo *patch*), Figura 2.3 (a), a estrutura se comporta como um circuito LC em série, Figura 2.3 (b), com característica rejeita-faixa, Figura 2.3 (c), ou seja, à medida que os

elementos vão entrando em ressonância, a potência é irradiada na direção de reflexão até refletir a onda incidente. Em estruturas do tipo abertura (tipo fenda ou *slot*), Figura 2.4 (a), a FSS tem um comportamento semelhante a um circuito LC em paralelo, Figura 2.4 (b), com característica passa-faixa, Figura 2.4 (c), em que a estrutura vai se tornando “transparente” no momento que os elementos vão entrando em ressonância, ocorrendo a transmissão total da onda.

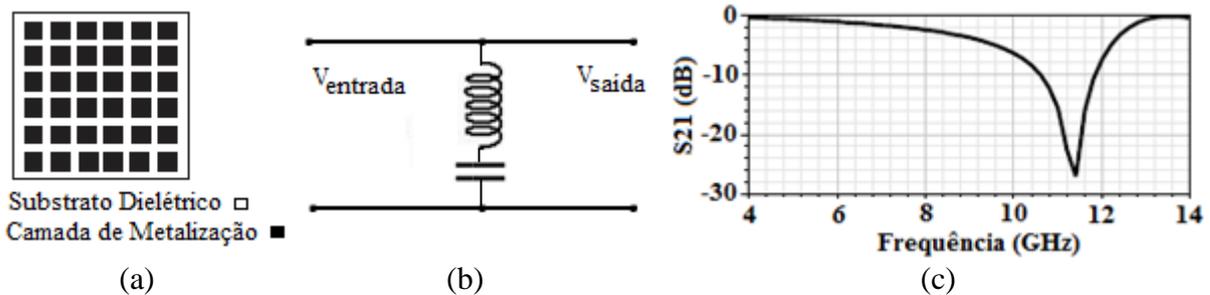


Figura 2.3: FSS com (a) arranjos tipo elemento condutor, (b) seu circuito equivalente e (c) comportamento rejeita-faixa.

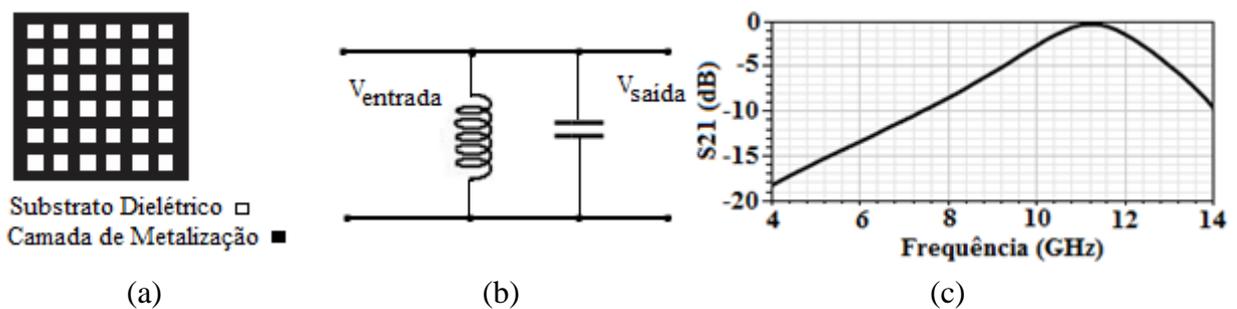


Figura 2.4: FSS com (a) arranjos tipo abertura, (b) seu circuito equivalente e (c) comportamento passa-faixa.

2.1.2. CLASSIFICAÇÃO QUANTO À GEOMETRIA DA CAMADA DE METALIZAÇÃO SOBRE A CAMADA DIELÉTRICA

A resposta em frequência de uma FSS está relacionada à forma do elemento utilizado, assim como à constante dielétrica, à espessura do substrato e à periodicidade da estrutura. Na literatura especializada se encontra uma variedade de pesquisas com diferentes formas de elementos. Porém, as geometrias são divididas em quatro grandes grupos básicos [7], [13], que podem ser combinados para gerar muitos outros modelos de FSS com características únicas:

- Grupo 1 – Corresponde aos elementos formados por N-polos conectados pelo centro. O dipolo fino, o dipolo cruzado, o tripolo e a cruz de Jerusalém, Figura 2.5, são as formas mais conhecidas.

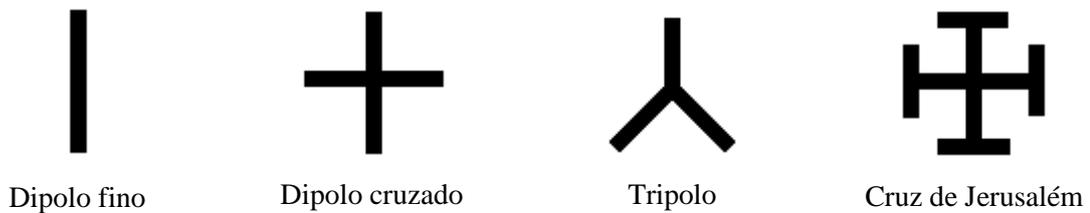


Figura 2.5: Grupo 1 (elementos do tipo N-polos conectados pelo centro).

- Grupo 2 – Formado pelos elementos do tipo espiras, onde as espiras quadradas, espiras quadradas duplas, espiras quadradas com grades e anéis circulares concêntricos fazem parte deste grupo, Figura 2.6.

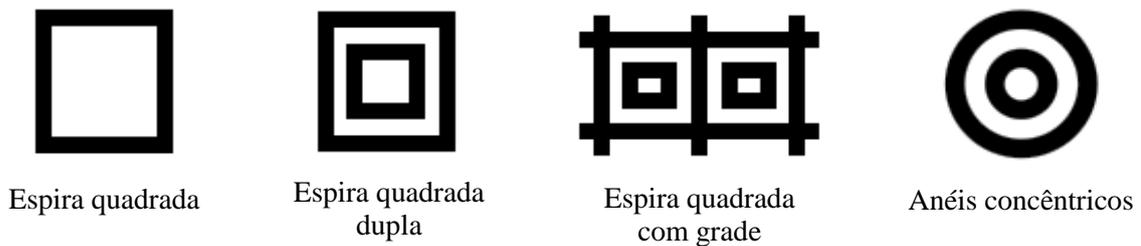


Figura 2.6: Grupo 2 (elementos do tipo espiras).

- Grupo 3 – Consiste nos elementos com *patch* de interior sólido, como os *patches* quadrados, retangulares, hexagonais e circulares, Figura 2.7.

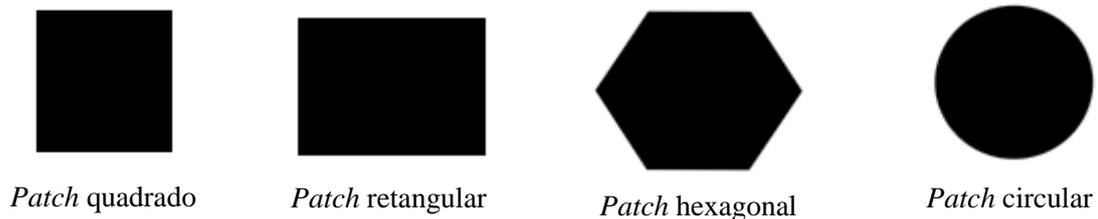


Figura 2.7: Grupo 3 (elementos do tipo interior sólido).

- Grupo 4 – Corresponde aos elementos formados a partir de uma combinação dos elementos dos três grupos anteriores, Figura 2.8.

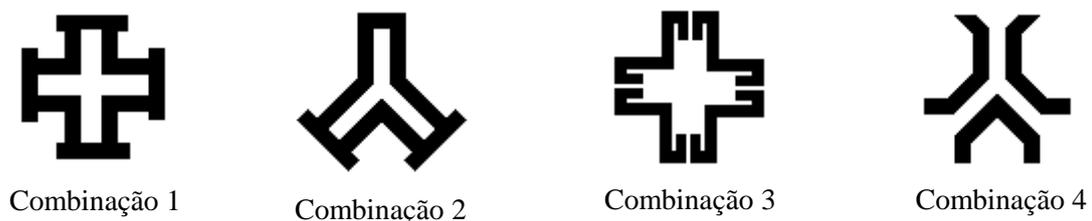


Figura 2.8: Grupo 4 (elementos do tipo combinações).

Existem infinitas possibilidades quanto à definição da forma do elemento e do arranjo periódico da FSS. A geometria da célula unitária gera comportamentos característicos na resposta em frequência da FSS (por exemplo, mais de uma faixa de operação e aumento ou

redução da largura de banda), em que uma simples alteração nas dimensões ou no formato do elemento produz novo comportamento na resposta em frequência da estrutura. Neste contexto, o GTEMA-IFPB tem investigado, entre outras, as geometrias estrela de quatro braços, *matrioska* e em forma de U [18], [24], [25], Figura 2.9. Esta investigação é realizada com base em análises estimativas, resultados numéricos e resultados experimentais.

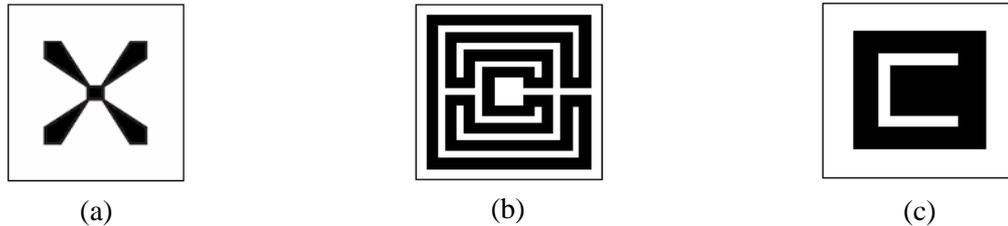


Figura 2.9: Geometrias investigadas pelo GTEMA-IFPB: (a) estrela de quatro braços, (b) matrioska e (c) em forma de U.

2.1.3. CLASSIFICAÇÃO QUANTO À ESPESSURA DA CAMADA DE METALIZAÇÃO SOBRE A CAMADA DIELÉTRICA

Uma FSS pode ser classificada como um anteparo resultado da combinação da camada de metalização com o dielétrico. Através da espessura do elemento sobre o dielétrico, a FSS pode ser do tipo anteparo fino ou anteparo espesso. Uma FSS do tipo anteparo fino, usualmente, refere-se a elementos fabricados com tecnologia de circuito impresso, em que a espessura da camada de metalização é menor que $0,001\lambda_0$, onde λ_0 é igual ao comprimento de onda no espaço livre para a frequência de ressonância da FSS. Esse tipo de estrutura possui como principal vantagem, a possibilidade da construção de uma FSS com pequeno volume, baixo peso e menor custo em relação às FSS do tipo anteparo espesso.

A FSS do tipo anteparo espesso possui uma camada de metalização mais espessa ou uma dupla camada de metalização, consistindo em duas FSS idênticas separadas por um dielétrico, Figura 2.10, [26]. A principal característica desta estrutura é que a razão da frequência transmitida para a frequência refletida (f_t/f_r), ou banda de separação, pode ser reduzida para 1,15; o que é adequado para aplicações em antenas de satélites para comunicações multifrequenciais [7], [13]. Porém, essas FSS são mais pesadas, sua fabricação requer uma maior precisão e, conseqüentemente, seu custo é elevado.

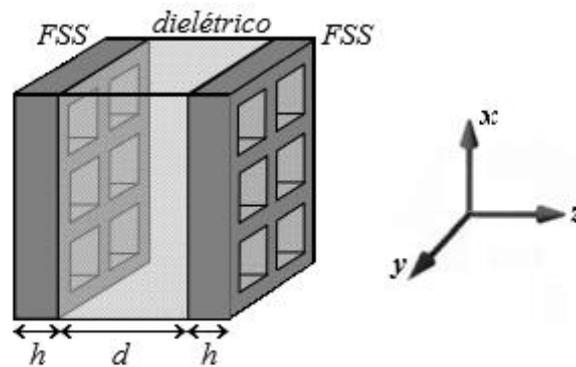


Figura 2.10: FSS do tipo espessa de duas camadas [26].

2.2. TÉCNICAS DE ANÁLISE

As características de uma FSS podem ser obtidas através de várias técnicas de análise. Na literatura encontram-se funções básicas aproximadas desenvolvidas por alguns autores para determinar características de transmissão e reflexão de uma FSS [27], [28]. Dependendo da complexidade da geometria, os modelos numéricos aproximados tornam-se extremamente úteis, pois produzem resultados satisfatórios e precisos, com um tempo de processamento computacional consideravelmente reduzido. Entretanto, essas funções têm suas limitações e, para determinadas aplicações, podem produzir resultados imprecisos [29].

Um dos primeiros métodos utilizados na análise das superfícies seletivas em frequência foi o casamento modal [30], que permite uma análise detalhada da resposta em frequência e da polarização para diferentes ângulos de incidência. Associado a esta técnica, surgiu o método do circuito equivalente, que é um modelo simples que apresenta resultados satisfatórios do comportamento da FSS [31], [32]. O método apresenta o circuito equivalente referente à FSS em análise, relacionando as dimensões do elemento, espessura do substrato e geometria da estrutura, Figura 2.11 (a), aos parâmetros de indutância e capacitância, Figura 2.11 (b).

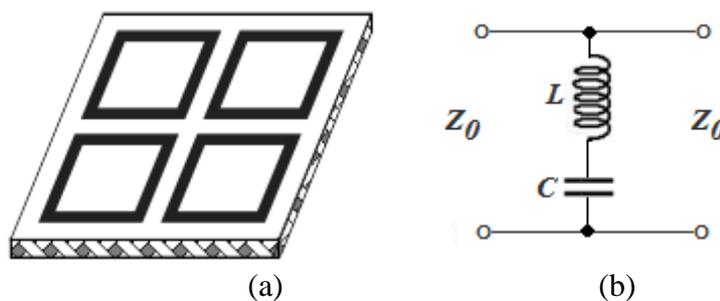


Figura 2.11: (a) FSS tipo espiras quadradas e (b) seu circuito equivalente.

As características de transmissão e reflexão da FSS podem ser encontradas através da análise do circuito equivalente, com uma aproximação quase estática para calcular as componentes do circuito. Porém, variações na estrutura da FSS, Figura 2.12 (a), podem gerar novos elementos reativos que não podem ser determinados analiticamente, Figura 2.12 (b), [13], [33], [34].

Outra técnica que pode ser empregada é a da expansão modal [35], [13]. Este método permite um estudo capaz de fornecer detalhes das respostas em frequência e da polarização, sendo bem sucedido na análise do desempenho de estruturas periódicas de uma ou mais camadas.

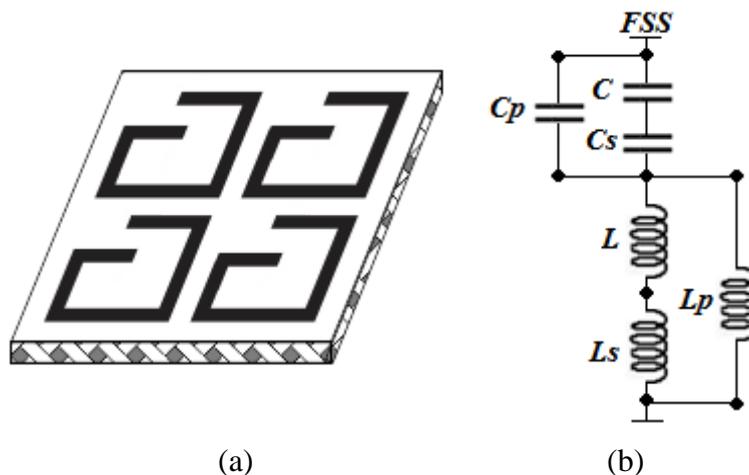


Figura 2.12: (a) FSS mais complexa e (b) seu circuito equivalente [34].

Outros métodos numéricos passaram a ser utilizados na caracterização das FSS devido ao avanço dos recursos computacionais. Dentre estes métodos, encontram-se: o método das diferenças finitas no domínio do tempo, FDTD, que possibilita a análise do elemento e de estruturas não homogêneas, assim como a análise de perdas dielétricas e/ou magnéticas [36], [29]; o método dos elementos finitos, FEM, que permite o estudo da FSS com maior grau de flexibilidade de geometrias e resultados mais precisos [37], e o método dos momentos, MoM, que resolve integrais complexas por meio da redução destas equações, formando um sistema de equações lineares simples, utilizando a técnica dos resíduos ponderados [38]. Destaca-se ainda o método das ondas, WCIP, desenvolvido a partir da década de 90, que descreve as FSS através da relação entre as ondas incidente e refletida sobre a estrutura, sendo estabelecidas tanto no domínio espacial quanto no domínio espectral [39], [40].

Em conjunto com esses métodos, podem ser utilizadas diversas técnicas de inteligência artificial (como as redes neurais e os algoritmos genéticos), que permitem a otimização de frequências, polarização e ângulos de incidência na análise e/ou síntese de FSS [41], [42].

2.3. *SETUP* DE MEDIÇÃO

Após definir os parâmetros da FSS, é iniciada a etapa de fabricação da estrutura. Para medir as propriedades de transmissão e reflexão de uma FSS, é necessário um ambiente de medições, conhecido também como *setup* de medições, que simula o funcionamento da estrutura em sua aplicação real. Vários procedimentos experimentais são utilizados para caracterizar o comportamento da FSS. Um dos métodos empregados para medição está ilustrado na Figura 2.13, onde são utilizadas duas antenas corneta de ganho padrão e a FSS em teste é posicionada entre as antenas transmissora e receptora. A onda eletromagnética transmitida incide sobre a FSS, refletindo parte da potência e deixando passar a restante. Essa potência transmitida é captada pela antena receptora, caracterizando a resposta em frequência da FSS. Para medir o efeito da polarização, a FSS é rotacionada em 90° , alterando-se a sua polarização de vertical para horizontal. Entretanto, podem ser obtidos dados incorretos nesse tipo de *setup*, pois uma de suas limitações é o efeito de borda resultante da difração nas bordas da FSS [8], [13].

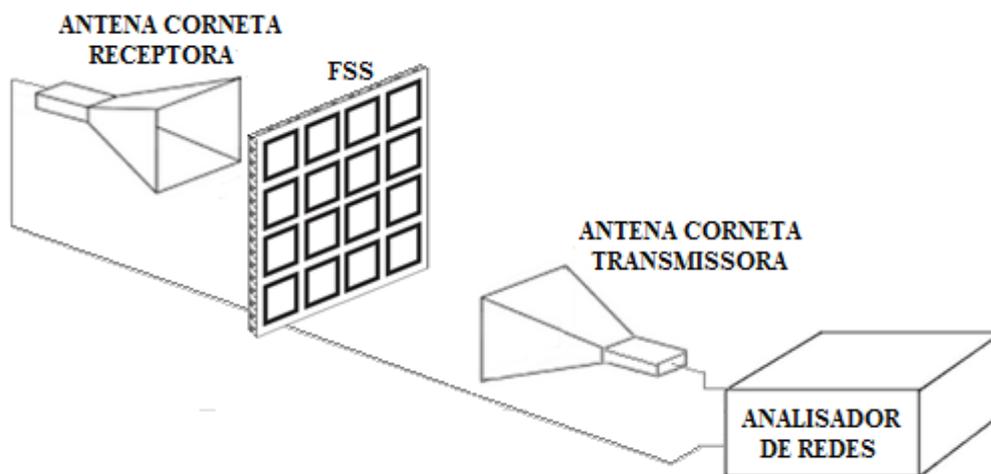


Figura 2.13: *Setup* de medição de uma FSS com antenas corneta.

Outro cenário utilizado para uma medição onde há a necessidade de maior precisão é composto por um analisador de redes, antenas corneta e lentes, Figura 2.14, sendo possível também medir os coeficientes de transmissão e reflexão em ambas as polarizações. As lentes dielétricas transformam a onda esférica das antenas corneta em um feixe Gaussiano colimado de ondas planas que incide sobre a FSS, reduzindo significativamente a difração nas bordas [13].

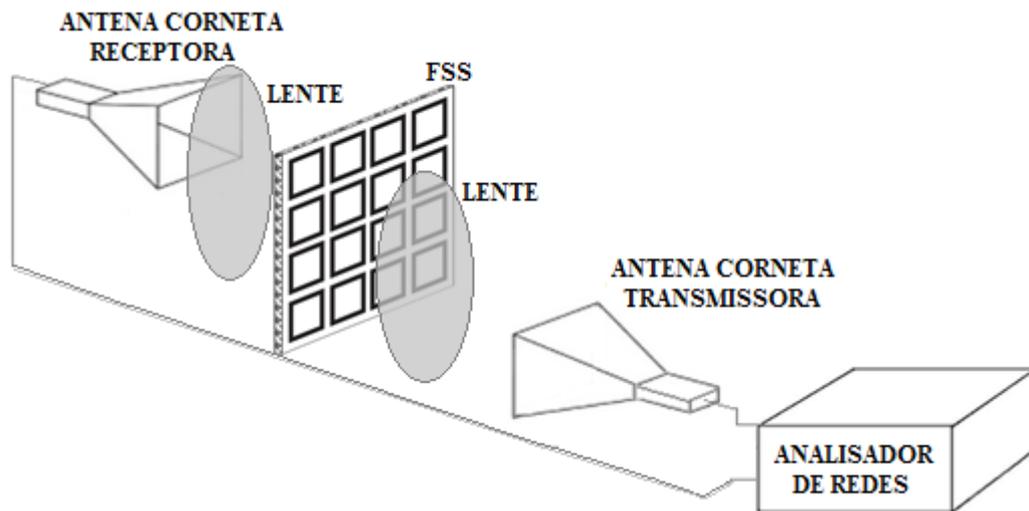


Figura 2.14: *Setup* de medição de uma FSS com antenas corneta e lentes.

Um terceiro cenário utilizado em casos que necessitem de um maior grau de precisão é o que utiliza uma câmara anecóica, Figura 2.15. A medição é realizada utilizando-se um medidor de campo e um gerador de varredura. As antenas são separadas por uma distância relativamente grande, garantindo-se que a onda incidente estará na região de campo distante. O ambiente de medição é livre de interferência, em que os absorvedores da câmara anecóica eliminam as reflexões no solo, no teto e nas paredes da câmara, enquanto os absorvedores na estrutura eliminam as difrações nas bordas da FSS [13].

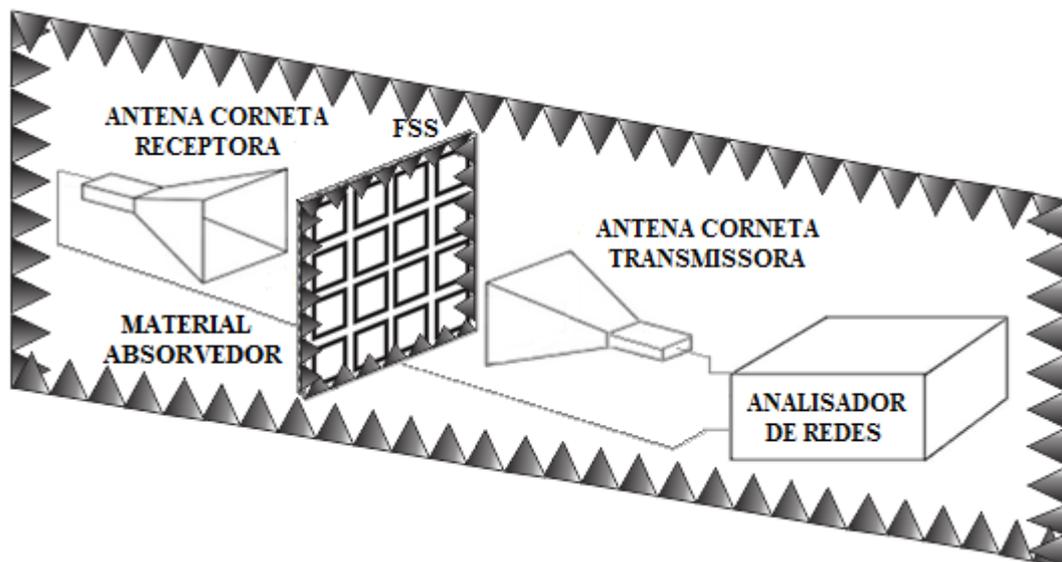


Figura 2.15: *Setup* de medição de uma FSS na câmara anecóica.

2.4. APLICAÇÕES

Uma superfície seletiva em frequência pode ser utilizada em diversas aplicações, ocupando diferentes faixas do espectro eletromagnético. Podem ser destacadas, por exemplo,

antenas, radomes, blindagens eletromagnéticas, filtros angulares e absorvedores de micro-ondas, aplicações militares e segurança em redes sem fio [5], [7], [8]. Inicialmente, as aplicações de FSS se concentravam no uso em subrefletores de antenas parabólicas do tipo Cassegrain, utilizando a estrutura para refletir faixas de frequências específicas e agir como um anteparo “transparente” em outras faixas [43].

Uma antena de comunicação via satélite utilizando FSS como subrefletor pode ser visualizada na Figura 2.16. Observa-se que a antena utiliza dois alimentadores operando em frequências diferentes. A FSS é posicionada na frente de um dos alimentadores e atua como um filtro passa-faixa, permitindo a passagem da frequência desejada e refletindo as demais frequências para o outro alimentador [43].

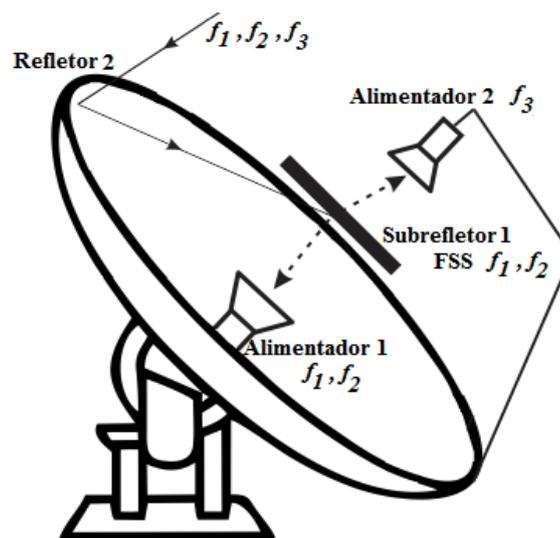


Figura 2.16: Representação de subrefletores para comunicações via satélite com utilização de FSS.

Uma das aplicações de FSS mais conhecidas é o anteparo da porta do forno de micro-ondas doméstico, Figura 2.17. Nesta aplicação, a FSS opera como um filtro passa-faixa, refletindo energia na faixa de micro-ondas (aproximadamente 2,45 GHz) e permitindo a passagem da faixa de frequência de luz visível [8].

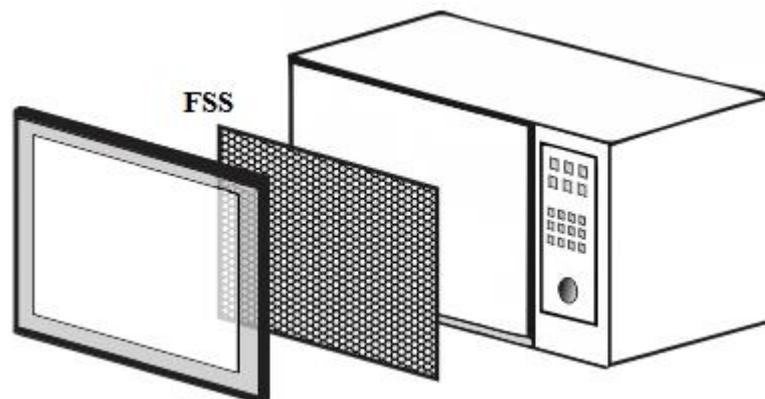


Figura 2.17: FSS como anteparo da porta do forno de micro-ondas.

Outra aplicação é a utilização das FSS em radomes, fornecendo características de um filtro passa-faixa, Figura 2.18. O radome fornece proteção e segurança para os alimentadores da antena, Figura 2.18 (a), [44], e, para o uso de radomes dielétricos, a FSS pode ser incluída, por exemplo, entre duas camadas dielétricas para trabalhar na faixa de operação da antena, Figura 2.18 (b), reduzindo a radiação da seção transversal das antenas fora de sua banda operacional [45], [46].

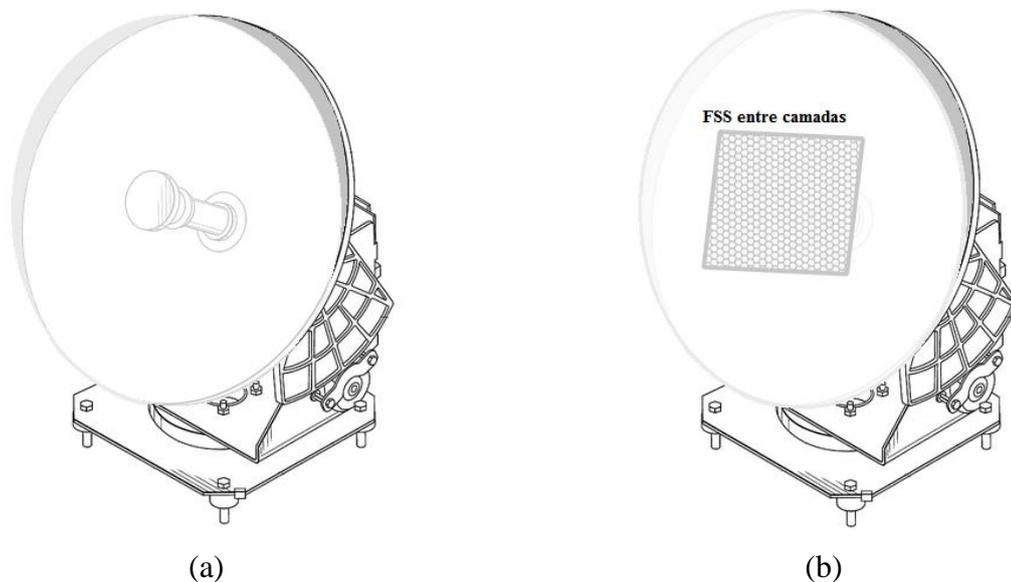


Figura 2.18: Antena com (a) radome e (b) com FSS entre duas camadas do radome.

As aplicações das FSS ativas têm sido desenvolvidas e têm crescido de forma significativa através da incorporação de dispositivos ativos associados à célula unitária das estruturas periódicas. Essa integração pode ser realizada sobre substratos ferrimagnéticos ou sobre substratos líquidos. De acordo com esse processo, através do controle dos dispositivos ativos, as propriedades da frequência podem ser variadas no tempo e as propriedades dos elementos impressos podem ser ajustadas [13].

Nos últimos anos, diversos pesquisadores têm se dedicado ao desenvolvimento de estruturas de FSS capazes de sintonizar ou chavear, de forma independente, sua resposta em frequência [47]. A partir da adição de dispositivos chaveadores à estrutura (como diodos PIN), a frequência de ressonância pode ser ajustada dinamicamente, apresentando versatilidade das aplicações das FSS na constituição dos dispositivos que integram os sistemas de comunicação sem fio [48], [49].

Recentemente, as FSS têm sido empregadas em painéis de parede com o objetivo de oferecer segurança ao fluxo de informações de redes locais sem fio, impedindo a transmissão do sinal para fora das edificações, Figura 2.19. O papel de parede com FSS pode ser utilizado em escritórios e empresas, reduzindo o risco de acesso não autorizado às informações

contidas na rede, pois a estrutura age como um filtro rejeita-faixa, bloqueando a faixa de frequência destinada à propagação do sinal de redes sem fio [50].



Figura 2.19: Papel de parede com FSS para bloquear o sinal de redes sem fio [51].

Neste capítulo foi realizado um breve estudo sobre as FSS. Foram apresentados os conceitos básicos e as principais características de suas classificações. Além disso, os procedimentos para medição e as aplicações foram apresentados.

3. MÉTODO DAS ONDAS – WCIP

O Método das Ondas, conhecido na literatura como WCIP (*Wave Concept Iterative Procedure*) [39], [52], foi desenvolvido na década de 90 e é um método de onda completa baseado no espalhamento da onda incidente em uma interface e na reflexão dessa onda espalhada, utilizando a transformada rápida de Fourier. Dentre suas características, podem ser destacadas a necessidade relativamente reduzida de recursos computacionais e a flexibilidade quanto à forma da estrutura planar, apresentando vantagens como facilidade de implementação e rapidez de execução, sendo uma ferramenta numérica com diversas aplicações na caracterização de FSS [53], [54].

3.1. PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO MÉTODO WCIP

A iteração entre as ondas incidentes ($\vec{A}_{n,i}$) e refletidas ($\vec{B}_{n,i}$) por uma interface S entre dois meios é ilustrada na Figura 3.1. Cada onda é representada por dois identificadores: o primeiro identificador (n) indica a ordem de interação da onda, partindo da onda original que incide sobre a superfície ($n = 0$), chegando a n interações. O segundo identificador (i) representa o meio que a onda pertence: 1 ou 2.

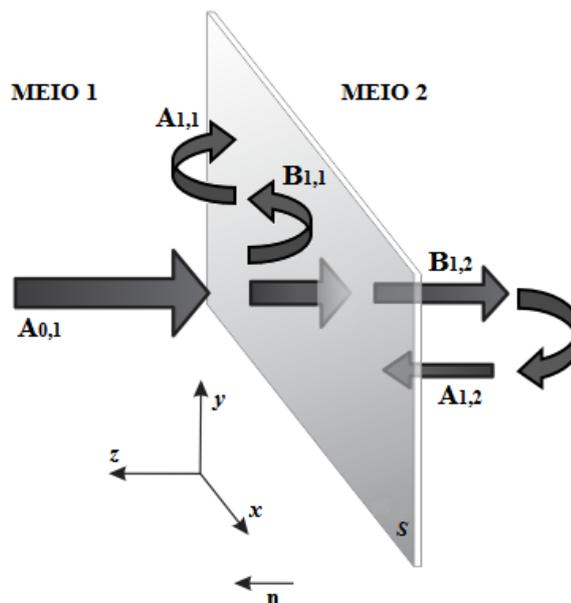


Figura 3.1: Representação do Método das Ondas.

Ao incidir sobre a superfície S , parte da onda $A_{0,1}$ é refletida, $B_{1,1}$, retornando ao meio 1 no sentido positivo do eixo z , e o restante é transmitida para o meio 2, $B_{1,2}$, no sentido

negativo da direção z . A onda $B_{1,1}$ sofre uma nova reflexão devido aos limites e às condições de propagação no meio 1, dando origem à onda $A_{1,1}$. A onda $A_{1,1}$ incide perpendicularmente na superfície S e o processo se repete. Semelhantemente, a onda $B_{1,2}$ sofre uma reflexão no meio 2, dando origem à onda $A_{1,2}$. Após a k -ésima repetição do processo, a onda resultante sobre a superfície S será a soma de todas as ondas incidentes e refletidas. Se parte da potência é absorvida a cada iteração, seja pelas condições de propagação nos meios 1 e 2, seja pelas características da superfície S , então o processo converge e os somatórios das ondas incidentes (\vec{A}) e refletidas (\vec{B}) podem ser determinados pelas equações (1) e (2).

$$\vec{A} = S_{xy}\vec{B} + \vec{A}_0 \quad (1)$$

$$\vec{B} = \Gamma\vec{A} \quad (2)$$

Em que S_{xy} descreve o comportamento da onda ao incidir sobre cada pixel da superfície e Γ descreve o comportamento da onda ao se propagar no meio. Logo, os pontos a serem analisados são: a incidência ou reflexão da onda na superfície S e a propagação ou reflexão da onda no meio.

3.2. RELAÇÃO ENTRE ONDAS E CAMPOS

Uma onda eletromagnética pode ser representada através das suas componentes de campo transversais elétrico e magnético, $\vec{E}_{t,i}$ e $\vec{H}_{t,i}$, respectivamente, através das equações (3) e (4), em que o índice i identifica o meio, \hat{n} o vetor unitário na direção de propagação da onda e $Z_{0,i}$ a impedância característica do meio i , descrita em (5).

$$\vec{A}_i = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0,i}}} [\vec{E}_{t,i} + Z_{0,i}(\vec{H}_{t,i} \times \hat{n})] \quad (3)$$

$$\vec{B}_i = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0,i}}} [\vec{E}_{t,i} - Z_{0,i}(\vec{H}_{t,i} \times \hat{n})] \quad (4)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \quad (5)$$

Entretanto, ao invés do vetor intensidade de campo magnético $\vec{H}_{t,i}$, em geral utiliza-se o vetor densidade de corrente superficial \vec{J}_i , definido pela equação (6). Logo, uma estrutura

propagando os modos TE e TM possui os vetores $\vec{E}_{t,i}$ e \vec{J}_i colineares, Figura 3.2, visto que o vetor \vec{J}_i apresenta a mesma natureza do $\vec{H}_{t,i}$.

$$\vec{J}_i = \vec{H}_{t,i} \times \hat{n} \quad (6)$$

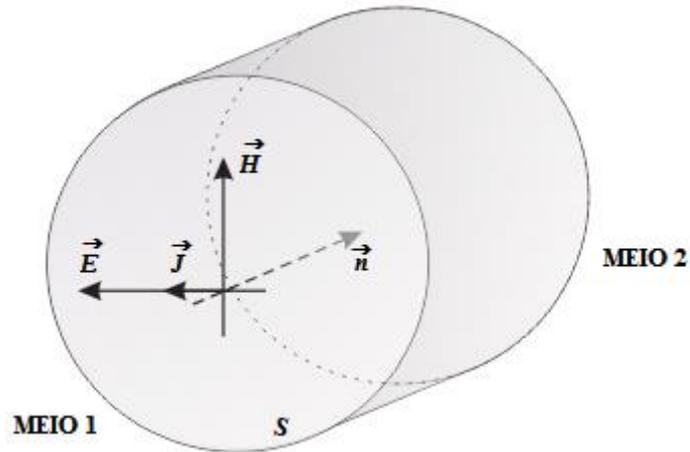


Figura 3.2: Relação entre as componentes de campos transversais de uma onda eletromagnética.

Substituindo (6) em (3) e (4), tem-se as equações (7) e (8):

$$\vec{A}_i = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0,i}}} [\vec{E}_{t,i} + Z_{0,i} \vec{J}_i] \quad (7)$$

$$\vec{B}_i = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0,i}}} [\vec{E}_{t,i} - Z_{0,i} \vec{J}_i] \quad (8)$$

De (7) e (8), é possível escrever as expressões para os vetores $\vec{E}_{t,i}$ e \vec{J}_i em função das ondas incidentes e refletidas, dadas pelas equações (9) e (10), respectivamente.

$$\vec{E}_{t,i} = \sqrt{Z_{0,i}} [\vec{A}_i + \vec{B}_i] \quad (9)$$

$$\vec{J}_i = \frac{[\vec{A}_i - \vec{B}_i]}{\sqrt{Z_{0,i}}} \quad (10)$$

A partir dos valores de $\vec{E}_{t,i}$ e \vec{J}_i determinados sobre a superfície do circuito, é possível caracterizar o circuito através dos cálculos de parâmetros como impedância e frequência de ressonância.

3.3. INCIDÊNCIA/REFLEXÃO DA ONDA NA SUPERFÍCIE S

Após definir os conceitos iniciais, é necessário analisar como é caracterizada a reflexão da onda na superfície e no meio. No WCIP essa caracterização é realizada nos domínios espacial, espectral e modal.

A análise da incidência/reflexão da onda na superfície S é realizada no domínio espacial. A estrutura é discretizada em uma matriz bidimensional de *pixels* (ou pontos) equidistantes de intervalos $\Delta x \times \Delta y$, Figura 3.3. Cada ponto caracteriza o comportamento de $\vec{A}_{xy,i}$ ao incidir sobre uma região $\Delta x \times \Delta y$ da superfície S . Um elevado número de pontos resultaria em uma estrutura bem detalhada, com resultados mais precisos. Porém, tanto o custo computacional quanto o tempo total de simulação aumentariam consideravelmente. No entanto, a análise é otimizada devido à ausência de funções de teste, que nesta técnica são substituídas pela descrição em *pixels* da interface que contém os circuitos e devido à Transformada Rápida de Fourier, FFT, (*Fast Fourier Transform*) [55], que realiza a passagem entre os domínios espacial e espectral.

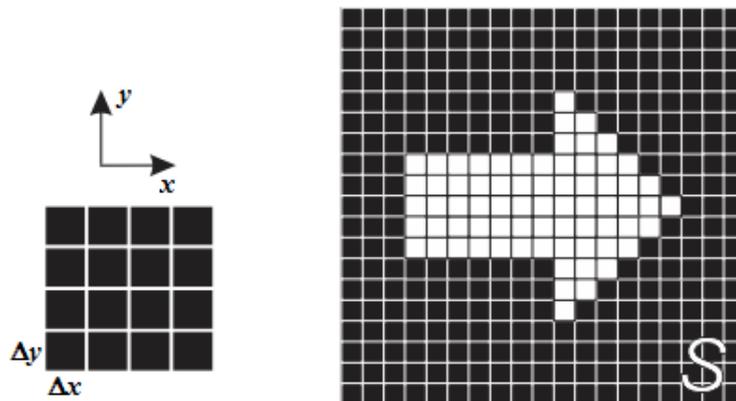


Figura 3.3: Representação da discretização da superfície.

Os parâmetros de reflexão de cada *pixel* podem ser determinados através de condições de contorno às componentes transversais do campo elétrico e do vetor de densidade de corrente superficial de acordo com a interface representada por cada *pixel*: condutor perfeito, isolante perfeito ou dielétrico/dielétrico.

3.3.1. INTERFACE COM PIXEL CARACTERIZADO COMO CONDUTOR PERFEITO

Para este tipo de interface, a superfície é considerada como um condutor perfeito, logo, as componentes tangenciais de campo elétrico se anulam na superfície, ou seja, $\vec{E}_{t,i} = 0$, Figura 3.4. Assim, as equações (9) e (10) podem ser detalhadas nas equações (11), (12), (13) e (14).

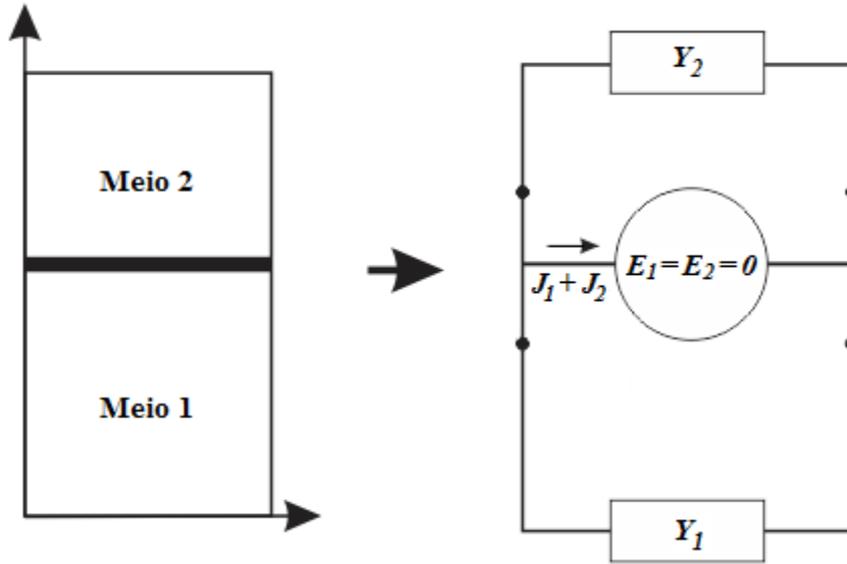


Figura 3.4: Circuito equivalente para interface tipo condutor perfeito [56].

$$E_{x,1} = 0 = \sqrt{Z_{0,1}} [A_{x,1} + B_{x,1}] \Rightarrow [A_{x,1} + B_{x,1}] = 0 \quad (11)$$

$$E_{y,1} = 0 = \sqrt{Z_{0,1}} [A_{y,1} + B_{y,1}] \Rightarrow [A_{y,1} + B_{y,1}] = 0 \quad (12)$$

$$E_{x,2} = 0 = \sqrt{Z_{0,2}} [A_{x,2} + B_{x,2}] \Rightarrow [A_{x,2} + B_{x,2}] = 0 \quad (13)$$

$$E_{y,2} = 0 = \sqrt{Z_{0,2}} [A_{y,2} + B_{y,2}] \Rightarrow [A_{y,2} + B_{y,2}] = 0 \quad (14)$$

A partir das equações (11) e (13), pode-se concluir que:

$$A_{x,1} = -B_{x,1} \quad (15)$$

$$A_{x,2} = -B_{x,2} \quad (16)$$

Adotando a notação da equação (17):

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{xy,11} & S_{xy,12} \\ S_{xy,21} & S_{xy,22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \quad (17)$$

Tem-se que:

$$S_{xy,11} = -1 \quad (18)$$

$$S_{xy,12} = 0 \quad (19)$$

$$S_{xy,21} = 0 \quad (20)$$

$$S_{xy,22} = -1 \quad (21)$$

$$\begin{bmatrix} A_{1,x} \\ A_{2,x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_{1,x} \\ B_{2,x} \end{bmatrix} \quad (22)$$

Analogamente,

$$\begin{bmatrix} A_{1,y} \\ A_{2,y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_{1,y} \\ B_{2,y} \end{bmatrix} \quad (23)$$

Finalmente, o operador S_{xy} para uma interface tipo condutor perfeito é dado pela equação (24):

$$[S_{xy}] = \begin{bmatrix} S_{xy,11} & S_{xy,12} \\ S_{xy,21} & S_{xy,22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (24)$$

3.3.2. INTERFACE COM PIXEL CARACTERIZADO COMO ISOLANTE PERFEITO

Para uma interface tipo isolante perfeito, as componentes do vetor densidade de corrente superficial são nulas na superfície, ou seja, $\vec{J}_i = 0$, Figura 3.5.

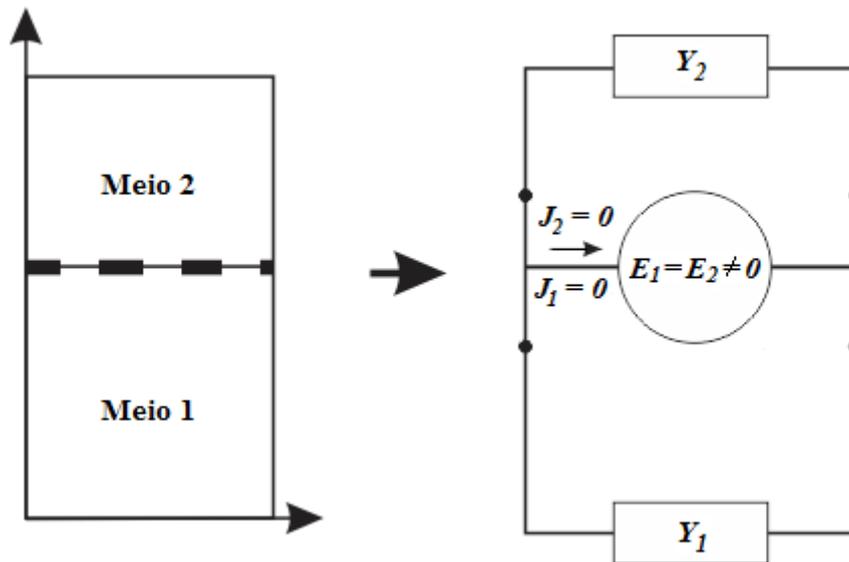


Figura 3.5: Circuito equivalente para interface tipo isolante perfeito [56].

Aplicando as condições de contorno e suprimindo os índices x e y , tem-se (25) e (26):

$$[A_1 - B_1] = 0 \Rightarrow A_1 = B_1 \quad (25)$$

$$[A_2 - B_2] = 0 \Rightarrow A_2 = B_2 \quad (26)$$

De maneira análoga, o operador S_{xy} para uma interface tipo isolante perfeito é dado por:

$$\begin{bmatrix} S_{xy,11} & S_{xy,12} \\ S_{xy,21} & S_{xy,22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (27)$$

3.3.3. INTERFACE COM PIXEL CARACTERIZADO COMO DIELÉTRICO/DIELÉTRICO

Considera-se que, para a interface tipo dielétrico/dielétrico, as componentes tangenciais de campo elétrico são iguais e diferentes de zero e a soma das componentes do vetor densidade de corrente superficial é nula na superfície, Figura 3.6.

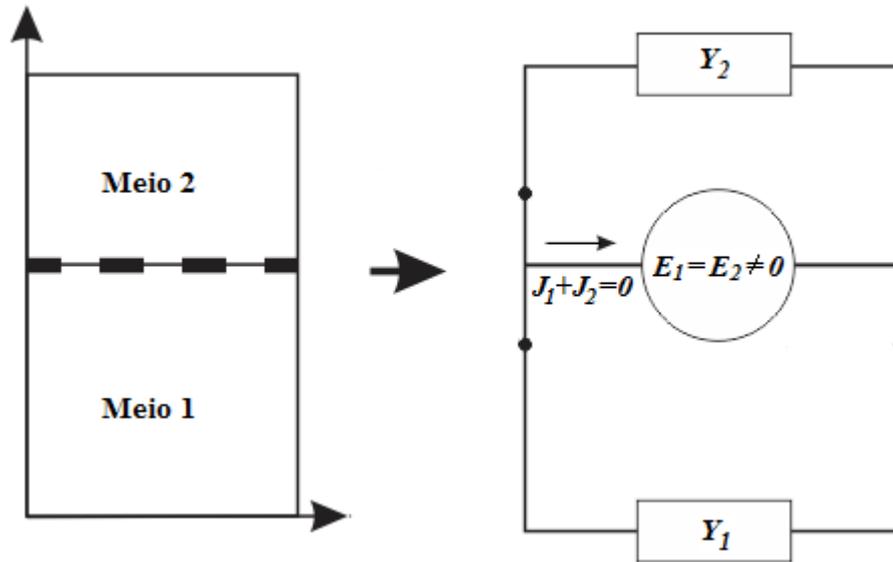


Figura 3.6: Circuito equivalente para interface tipo dielétrico/dielétrico [56].

Aplicando as condições de contorno, tem-se as equações (28) e (29):

$$[A_1 + B_1] \sqrt{Z_{01}} = [A_2 + B_2] \sqrt{Z_{02}} \neq 0 \quad (28)$$

$$\frac{[A_1 - B_1]}{\sqrt{Z_{01}}} + \frac{[A_2 - B_2]}{\sqrt{Z_{02}}} = 0 \quad (29)$$

De onde se obtém:

$$\begin{bmatrix} S_{xy,11} & S_{xy,12} \\ S_{xy,21} & S_{xy,22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{(n^2 - 1)}{(n^2 + 1)} & \frac{2n}{(n^2 + 1)} \\ \frac{2n}{(n^2 + 1)} & \frac{(n^2 - 1)}{(n^2 + 1)} \end{bmatrix} \quad (30)$$

Em que $n = \sqrt{Z_{01}/Z_{02}}$.

3.4. INCIDÊNCIA/REFLEXÃO DA ONDA NO MEIO

A caracterização do comportamento da onda ao se propagar pelo meio é realizada no domínio modal, ou seja, a onda é decomposta em seus modos TE e TM. Para cada modo é calculado o respectivo coeficiente de reflexão, Γ , considerando as características do meio (constante dielétrica e espessura do substrato) e a frequência de operação, Figura 3.7.

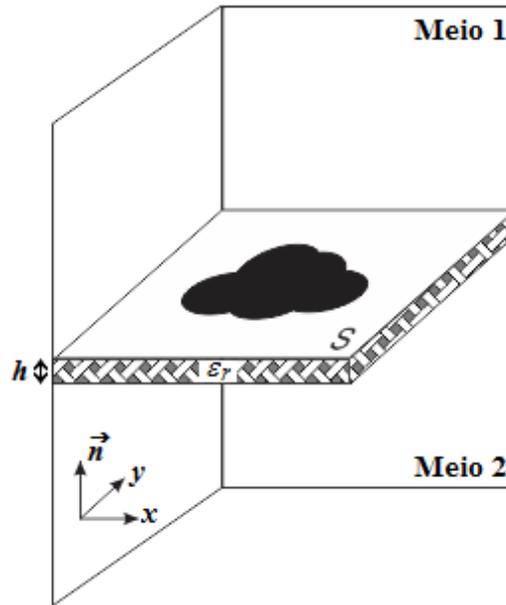


Figura 3.7: Estrutura composta por dois meios e uma superfície S .

O coeficiente de reflexão é dado pela equação (31):

$$\Gamma_{m,n}^{\alpha,i} = \frac{1 - Z_{0i} Y_{m,n}^{\alpha,i}}{1 + Z_{0i} Y_{m,n}^{\alpha,i}} \quad (31)$$

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

$$Y_{m,n}^{\alpha,i} = Y_{0m,n}^{\alpha,i} \quad (32)$$

$Y_{0m,n}^{\alpha,i}$ é a admitância do m, n -ésimo modo para o meio i com espessura infinita, dada por (33):

$$Y_{m,n}^{\alpha,i} = Y_{0m,n}^{\alpha,i} \coth(k_{zm,n}^i h_i) \quad (33)$$

$Y_{0m,n}^{\alpha,i} \coth(k_{zm,n}^i h_i)$ é a admitância do m, n -ésimo modo para o meio i terminado em parede elétrica, dada por (34):

$$Y_{m,n}^{\alpha,i} = Y_{0m,n}^{\alpha,i} \tanh(k_{zm,n}^i h_i) \quad (34)$$

$Y_{0m,n}^{\alpha,i} th(k_{zm,n}^i h_i)$ é a admitância do m, n -ésimo modo para o meio i terminado em parede magnética, dada por (35):

$$Z_{0i} = \sqrt{\frac{\mu_i}{\varepsilon_i}} \quad (35)$$

Em que Z_{0i} é a impedância característica do meio i , descrita pelas características de permissividade e permeabilidade do meio.

$$Y_{m,n}^{TE,i} = \frac{k_{zm,n}^i}{j\omega\mu_i} \quad (36)$$

$Y_{m,n}^{TE,i}$ é a admitância do m, n -ésimo modo TE para o meio i .

$$Y_{m,n}^{TM,i} = \frac{j\omega\varepsilon_i}{k_{zm,n}^i} \quad (37)$$

$Y_{m,n}^{TM,i}$ é a admitância do m, n -ésimo modo TM para o meio i .

$$k_{zm,n}^i = \sqrt{\left(\frac{2m\pi}{2w_x}\right)^2 + \left(\frac{2n\pi}{2w_y}\right)^2 - k_0^2 \varepsilon_{r,i}} \quad (38)$$

$k_{zm,n}^i$ é a constante de propagação na direção z , meio i .

Além disso, tem-se que:

- h_i é a espessura do meio i
- ε_i é a permissividade elétrica do meio i
- μ_i é a permeabilidade magnética do meio i
- f é a frequência considerada (Hz)
- $\omega = 2\pi f$ é a frequência angular (rad/s)

Destaca-se que, na utilização da notação de $k_{zm,n}^i$ em (38), vê-se que a célula unitária têm dimensão $w_x \times w_y$, com modos para cada valor de m e n . Com a utilização da

Transformada Rápida de Fourier, as componentes espectrais têm período definidos a cada $2m$ e $2n$. Devido a isso, a dimensão da estrutura é dobrada, obtendo-se uma nova célula unitária, com dimensão $2w_x \times 2w_y$. Entretanto, a decomposição dos modos da célula original não é alterada durante esse processo [55].

3.5. PASSAGEM ENTRE DOMÍNIOS

O WCIP utiliza a passagem por três domínios distintos: espacial, espectral e modal, Figura 3.8, em que TBE são operadores de passagem do domínio espectral para o domínio modal; TEB são os operadores de passagem do domínio modal para o domínio espectral; a passagem do domínio espacial para o espectral é feita pela FFT (sub-rotina que utiliza a Transformada Rápida de Fourier) e pela IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*), que é a sub-rotina que utiliza a Transformada Rápida de Fourier Inversa [56].

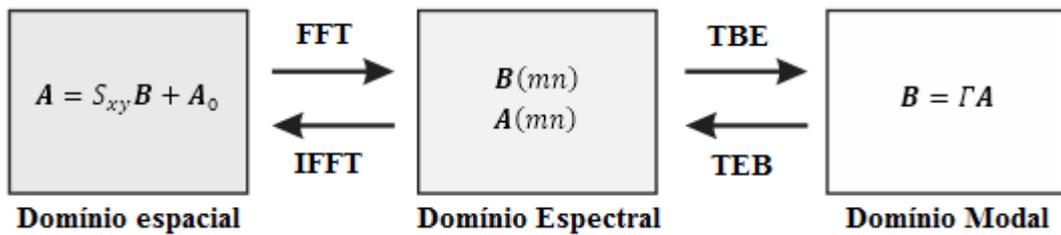


Figura 3.8: Representação da passagem entre domínios.

Considerando uma região do espaço no plano xy , infinita, na qual é descrita uma função periódica $f(x,y)$, analogamente, são consideradas equações de campo no domínio espacial $E_x(x,y)$ e $E_y(x,y)$. A relação dessas equações no domínio espacial com as equações no domínio espectral é dada pela Série de Fourier bidimensional:

$$E_x(x,y) = \sum_{m,n} E_{x,mn} \exp^{jk_x x} \exp^{jk_y y} \quad (39)$$

$$E_y(x,y) = \sum_{m,n} E_{y,mn} \exp^{jk_x x} \exp^{jk_y y} \quad (40)$$

Em que:

$$k_x = \frac{2m\pi}{2w_x} \quad (41)$$

$$k_y = \frac{2n\pi}{2w_y} \quad (42)$$

$$E_x(x, y) = \frac{1}{2w_x 2w_y} \int_{x_0}^{x_0+2w_x} \int_{x_0}^{x_0+2w_y} E_x(x, y) \exp^{-jk_x x} \exp^{-jk_y y} dx dy \quad (43)$$

$$E_y(x, y) = \frac{1}{2w_x 2w_y} \int_{x_0}^{x_0+2w_x} \int_{x_0}^{x_0+2w_y} E_y(x, y) \exp^{-jk_x x} \exp^{-jk_y y} dx dy \quad (44)$$

No domínio modal as equações de campo são descritas como uma soma de modos TE e TM, dadas em (45) e (46).

$$E_x(x, y) = \sum_{p,q=-\infty}^{+\infty} B_{pq}^{TE} f_{x,pq}^{TE} + \sum_{p,q=-\infty}^{+\infty} B_{pq}^{TM} f_{x,pq}^{TM} \quad (45)$$

$$E_y(x, y) = \sum_{p,q=-\infty}^{+\infty} B_{pq}^{TE} f_{y,pq}^{TE} + \sum_{p,q=-\infty}^{+\infty} B_{pq}^{TM} f_{y,pq}^{TM} \quad (46)$$

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;

$B_{pq}^{TE(TM)}$: refere-se às amplitudes dos modos (TE e TM) a serem determinadas.

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

$$\langle f_{1mn} | f_{2pq} \rangle = \begin{cases} C^{te}, & \text{se } m = p \text{ e } n = q \\ 0, & \text{nos demais casos} \end{cases} \quad (47)$$

Onde:

f_{1mn} e f_{2pq} são funções ortogonais entre si.

C^{te} é uma constante, geralmente feita igual a 1.

$$\langle f_{1mn} | f_{2pq} \rangle = \int_{x_0}^{x_0+w_x} \int_{y_0}^{y_0+w_y} f_{1mn}^* f_{2pq} dx dy$$

Igualando (45) a (39) e (46) a (40),

$$E_x(x, y) = \sum_{m,n} E_{x,mn} e^{ik_x x} e^{ik_y y} = \sum_{p,q=-\infty}^{+\infty} B_{pq}^{TE} f_{x,pq}^{TE} + \sum_{m,n=-\infty}^{+\infty} B_{mn}^{TM} f_{x,pq}^{TM} \quad (48)$$

$$E_y(x, y) = \sum_{m,n} E_{y,mn} e^{ik_x x} e^{ik_y y} = \sum_{p,q=-\infty}^{+\infty} B_{pq}^{TE} f_{y,pq}^{TE} + \sum_{p,q=-\infty}^{+\infty} B_{pq}^{TM} f_{y,pq}^{TM} \quad (49)$$

Multiplicando (48) por $(f_{x,pq}^{TE})^*$ e (49) por $(f_{y,pq}^{TE})^*$ e integrando ao longo da célula unitária:

$$\int_S \left(\sum_{m,n} E_{x,mn} e^{ik_x x} e^{ik_y y} \right) (f_{x,pq}^{TE})^* ds = \int_S \left(\sum_{p,q=-\infty}^{+\infty} B_{pq}^{TE} f_{x,pq}^{TE} \right) (f_{x,pq}^{TE})^* ds + \int_S \left(\sum_{p,q=-\infty}^{+\infty} B_{pq}^{TM} f_{x,pq}^{TM} \right) (f_{x,pq}^{TE})^* ds \quad (50)$$

$$\int_S \left(\sum_{m,n} E_{y,mn} e^{ik_x x} e^{ik_y y} \right) (f_{y,pq}^{TE})^* ds = \int_S \left(\sum_{p,q=-\infty}^{+\infty} B_{pq}^{TE} f_{y,pq}^{TE} \right) (f_{y,pq}^{TE})^* ds + \int_S \left(\sum_{p,q=-\infty}^{+\infty} B_{pq}^{TM} f_{y,pq}^{TM} \right) (f_{y,pq}^{TE})^* ds \quad (51)$$

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 :

$$\int_S \left(E_{x,mn} e^{ik_x x} e^{ik_y y} \right) (f_{x,mn}^{TE})^* ds = \int_S \left(B_{mn}^{TE} f_{x,mn}^{TE} \right) (f_{x,mn}^{TE})^* ds + \int_S \left(B_{mn}^{TM} f_{x,mn}^{TM} \right) (f_{x,mn}^{TE})^* ds \quad (52)$$

$$\int_S \left(E_{y,mn} e^{ik_x x} e^{ik_y y} \right) (f_{y,mn}^{TE})^* ds = \int_S \left(B_{mn}^{TE} f_{y,mn}^{TE} \right) (f_{y,mn}^{TE})^* ds + \int_S \left(B_{mn}^{TM} f_{y,mn}^{TM} \right) (f_{y,mn}^{TE})^* ds \quad (53)$$

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

$$k_{x1} = \int_S \left(e^{ik_x x} e^{ik_y y} \right) (f_{x,mn}^{TE})^* ds \quad (54)$$

$$k_{x2} = \int_S \left(f_{x,mn}^{TE} \right) (f_{x,mn}^{TE})^* ds \quad (55)$$

$$k_{x3} = \int_S \left(f_{x,mn}^{TM} \right) (f_{x,mn}^{TE})^* ds \quad (56)$$

$$k_{y1} = \int_S \left(e^{ik_x x} e^{ik_y y} \right) (f_{y,mn}^{TE})^* ds \quad (57)$$

$$k_{y2} = \int_S \left(f_{y,mn}^{TE} \right) (f_{y,mn}^{TE})^* ds \quad (58)$$

$$k_{y3} = \int_S \left(f_{y,mn}^{TM} \right) (f_{y,mn}^{TE})^* ds \quad (59)$$

Usando (54)-(59), pode-se escrever (52) e (53) na seguinte forma:

$$E_{x,mn} k_{x1} = B_{mn}^{TE} k_{x2} + B_{mn}^{TM} k_{x3} \quad (60)$$

$$E_{y,mn} k_{y1} = B_{mn}^{TE} k_{y2} + B_{mn}^{TM} k_{y3} \quad (61)$$

Dividindo (60) por k_{x1} e (61) por k_{y1} ,

$$E_{x,mn} = B_{mn}^{TE} \frac{k_{x2}}{k_{x1}} + B_{mn}^{TM} \frac{k_{x3}}{k_{x1}} \quad (62)$$

$$E_{y,mn} = B_{mn}^{TE} \frac{k_{y2}}{k_{y1}} + B_{mn}^{TM} \frac{k_{y3}}{k_{y1}} \quad (63)$$

Ou na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} E_{x,mn} \\ E_{y,mn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{k_{x2}}{k_{x1}} & \frac{k_{x3}}{k_{x1}} \\ \frac{k_{y2}}{k_{y1}} & \frac{k_{y3}}{k_{y1}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} B_{mn}^{TE} \\ B_{mn}^{TM} \end{bmatrix} \quad (64)$$

Adotando a notação a seguir:

$$TEB_{11} = \frac{k_{x2}}{k_{x1}} \quad (65)$$

$$TEB_{12} = \frac{k_{x3}}{k_{x1}} \quad (66)$$

$$TEB_{21} = \frac{k_{y2}}{k_{y1}} \quad (67)$$

$$TEB_{22} = \frac{k_{y3}}{k_{y1}} \quad (68)$$

Reescrevendo (64):

$$\begin{bmatrix} E_{x,mn} \\ E_{y,mn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} TEB_{11} & TEB_{12} \\ TEB_{21} & TEB_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} B_{mn}^{TE} \\ B_{mn}^{TM} \end{bmatrix} = [TEB] \cdot \begin{bmatrix} B_{mn}^{TE} \\ B_{mn}^{TM} \end{bmatrix} \quad (69)$$

A equação (69) define o operador de passagem do domínio modal para o domínio espectral.

Dividindo (60) por k_{x3} e (61) por $-k_{y3}$,

$$E_{x,mn} \frac{k_{x1}}{k_{x3}} = B_{mn}^{TE} \frac{k_{x2}}{k_{x3}} + B_{mn}^{TM} \quad (70)$$

$$-E_{y,mn} \frac{k_{y1}}{k_{y3}} = -B_{mn}^{TE} \frac{k_{y2}}{k_{y3}} - B_{mn}^{TM} \quad (71)$$

Somando (70) a (71),

$$B_{mn}^{TE} \left(\frac{k_{x2}}{k_{x3}} - \frac{k_{y2}}{k_{y3}} \right) = E_{x,mn} \frac{k_{x1}}{k_{x3}} - E_{y,mn} \frac{k_{y1}}{k_{y3}} \quad (72)$$

De (72),

$$B_{mn}^{TE} = E_{x,mn} \frac{k_{x1}k_{y3}}{k_{x2}k_{y3} - k_{x3}k_{y2}} + E_{y,mn} \frac{-k_{x3}k_{y1}}{k_{x2}k_{y3} - k_{x3}k_{y2}} \quad (73)$$

Dividindo (60) por k_{x2} e (61) por $-k_{y2}$,

$$E_{x,mn} \frac{k_{x1}}{k_{x2}} = B_{mn}^{TE} + B_{mn}^{TM} \frac{k_{x3}}{k_{x2}} \quad (74)$$

$$-E_{y,mn} \frac{k_{y1}}{k_{y2}} = -B_{mn}^{TE} - B_{mn}^{TM} \frac{k_{y3}}{k_{y2}} \quad (75)$$

Somando (74) a (75),

$$B_{mn}^{TM} \left(\frac{k_{x3}}{k_{x2}} - \frac{k_{y3}}{k_{y2}} \right) = E_{x,mn} \frac{k_{x1}}{k_{x2}} - E_{y,mn} \frac{k_{y1}}{k_{y2}} \quad (76)$$

De (76),

$$B_{mn}^{TM} = E_{x,mn} \frac{k_{x1}k_{y2}}{k_{x3}k_{y2} - k_{x2}k_{y3}} + E_{y,mn} \frac{-k_{x2}k_{y1}}{k_{x3}k_{y2} - k_{x2}k_{y3}} \quad (77)$$

Ou, em sua forma matricial:

$$\begin{bmatrix} B_{mn}^{TE} \\ B_{mn}^{TM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{k_{x1}k_{y3}}{k_{x2}k_{y3} - k_{x3}k_{y2}} & \frac{-k_{x3}k_{y1}}{k_{x2}k_{y3} - k_{x3}k_{y2}} \\ \frac{k_{x1}k_{y2}}{k_{x3}k_{y2} - k_{x2}k_{y3}} & \frac{-k_{x2}k_{y1}}{k_{x3}k_{y2} - k_{x2}k_{y3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{x,mn} \\ E_{y,mn} \end{bmatrix} \quad (78)$$

Adotando a notação a seguir:

$$TBE_{11} = \frac{k_{x1}k_{y3}}{k_{x2}k_{y3} - k_{x3}k_{y2}} \quad (79)$$

$$TBE_{12} = \frac{-k_{x3}k_{y1}}{k_{x2}k_{y3} - k_{x3}k_{y2}} \quad (80)$$

$$TBE_{21} = \frac{k_{x1}k_{y2}}{k_{x3}k_{y2} - k_{x2}k_{y3}} \quad (81)$$

$$TBE_{22} = \frac{-k_{x2}k_{y1}}{k_{x3}k_{y2} - k_{x2}k_{y3}} \quad (82)$$

Reescrevendo (78),

$$\begin{bmatrix} B_{mn}^{TE} \\ B_{mn}^{TM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} TBE_{11} & TBE_{12} \\ TBE_{21} & TBE_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{x,mn} \\ E_{y,mn} \end{bmatrix} = [TBE] \begin{bmatrix} E_{x,mn} \\ E_{y,mn} \end{bmatrix} \quad (83)$$

O operador de passagem do domínio espectral para o domínio modal é definido pela equação (83).

3.6. FONTE DE EXCITAÇÃO

A fonte de excitação é representada pelo termo A_0 , considerando os tipos: fonte localizada unilateral, fonte localizada bilateral e fonte distribuída. No caso da fonte localizada, uma fonte de campo elétrico e uma impedância dessa fonte são associadas a uma determinada região da superfície S , conectando-se apenas a um dos meios, para o tipo fonte unilateral, Figura 3.9, e aos dois meios, para o tipo fonte bilateral. Em contrapartida, a fonte distribuída é

definida em toda a região acima da superfície analisada, em que a polarização é definida pela direção da fonte, Figura 3.10.

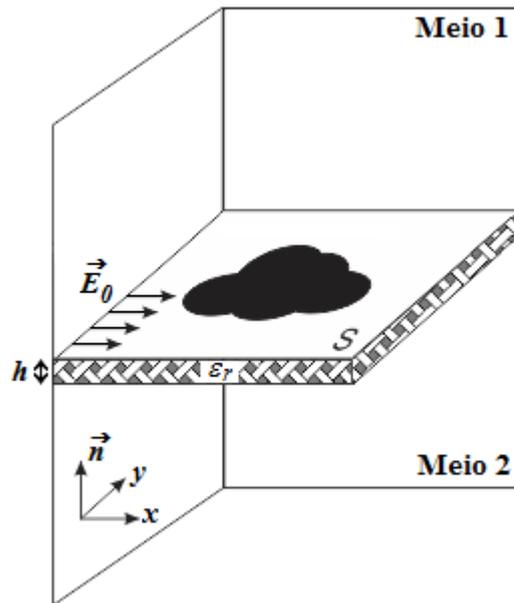


Figura 3.9: Representação da fonte do tipo localizada unilateral na polarização x .

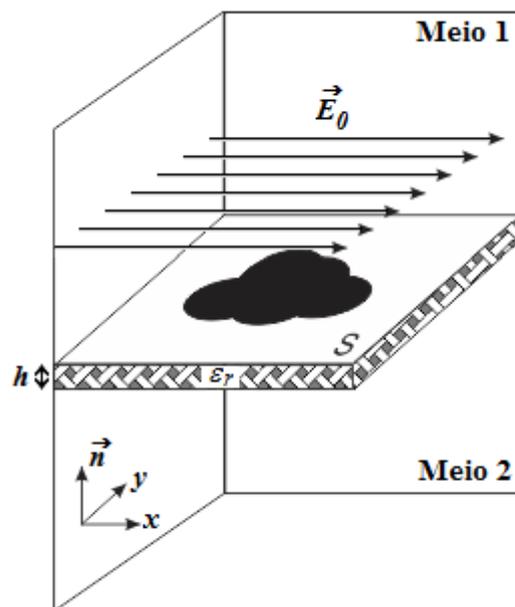


Figura 3.10: Representação da fonte do tipo distribuída na polarização x .

Como o objetivo deste trabalho é realizar a caracterização de FSS, da mesma forma que as fontes localizadas, a região das cargas não foi detalhada.

3.7. PROGRAMA UTILIZADO

Neste trabalho foi utilizado o programa WCIPAG08[®], desenvolvido em linguagem FORTRAN, que possui a estrutura apresentada na Figura 3.11. Inicialmente, realiza-se a entrada dos dados, em que o usuário pode escolher entre começar uma nova estrutura ou aproveitar uma estrutura simulada anteriormente. Se a escolha feita for iniciar uma nova estrutura, os parâmetros serão fornecidos à medida que o programa os solicita: dimensões da célula básica, geometria da estrutura, substrato dielétrico (constante dielétrica e espessura do substrato), número de pontos em x e y que a estrutura será discretizada e condições de fronteiras da célula básica da estrutura (parede elétrica, parede magnética e parede periódica), o intervalo de frequência a ser simulado e o número de iterações. Se o usuário optar por utilizar a estrutura já simulada, o carregamento do arquivo é realizado sem a necessidade de entrar com os valores novamente. Além disso, o usuário pode modificar os valores de entrada neste arquivo utilizando o editor de texto do próprio arquivo, obedecendo à estrutura do mesmo [56].

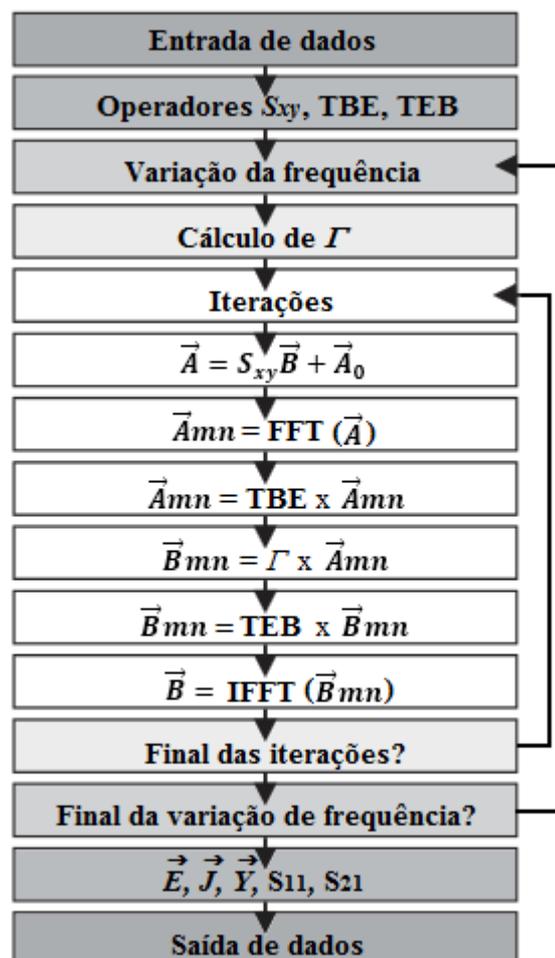


Figura 3.11: Representação esquemática do programa WCIPAG08[®] [56].

Durante a simulação, o programa executa o processo iterativo, sendo calculados os valores de \vec{A}_i e \vec{B}_i , conforme a Figura 3.11. Após finalizar a quantidade de iterações informada na entrada de dados, o programa retornará os valores de \vec{E}_{xi} , \vec{J}_{xi} , S_{22} e S_{21} para cada frequência. São gerados três arquivos para cada estrutura: um arquivo de texto (por exemplo, “FSS.txt”), onde os dados de entrada ficam armazenados e o usuário pode manipular os valores; um arquivo compatível com o programa MATLABTM (por exemplo, “FSS.m”), permitindo a análise gráfica dos resultados, assim como da própria estrutura simulada; e um arquivo compatível com o programa Microsoft Excel (“FSS.xls”), possibilitando o acesso aos dados gerados para cada frequência (valores reais e imaginários de S_{22} e S_{21} , impedância e valores absolutos S_{22} e S_{21}).

4. FSS COM GEOMETRIA ESTRELA DE QUATRO BRAÇOS EM FENDA SIMÉTRICA

Um fator que tem motivado a caracterização das FSS é a relação entre a geometria proposta a cada estrutura e o comportamento de sua resposta em frequência. A geometria da FSS, seja do tipo elemento condutor ou fenda, permite tornar os parâmetros de transmissão e reflexão da estrutura, variáveis controladas.

No GTEMA-IFPB, os efeitos de cortes triangulares em FSS com geometria em forma de *patches* retangulares são investigados desde o ano de 2011 [57], [58]. Dentre esses estudos, a geometria estrela de quatro braços, Figura 4.1, foi identificada com características adequadas à miniaturização e à comutação [17], [18]. Dando continuidade a essa investigação, neste trabalho é proposta a caracterização da geometria estrela de quatro braços tipo fenda, Figura 4.2.

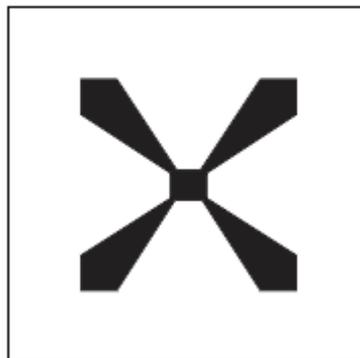


Figura 4.1: Representação da geometria estrela de quatro braços [17], [18].



Figura 4.2: Geometria da estrutura: estrela de quatro braços tipo fenda.

Os primeiros resultados obtidos tiveram como objetivo investigar características tais como a redução da frequência de ressonância, associada à miniaturização e à simulação dos estágios ideais de comutação ligado/desligado da geometria estrela de quatro braços tipo fenda. Para isso, partiu-se de uma célula unitária com dimensões W_x e W_y , adicionando um *patch* retangular convencional, com dimensões L_x e L_y . O ponto de comutação tem dimensões S_x e S_y e é delimitado no centro do *patch*, Figura 4.3 (a). Considerando a geometria simétrica em relação ao eixo y , as dimensões dos braços da estrela são definidas por L_x , L_y (que são as mesmas do *patch*), $dx1$ e $dy1$ e, posteriormente, são traçadas diagonais das extremidades dos braços da estrela até o canto oposto do ponto de comutação, Figura 4.3 (b). Finalmente, é retirada a parte da camada de metalização que constitui a estrela de quatro braços, Figura 4.3 (c).

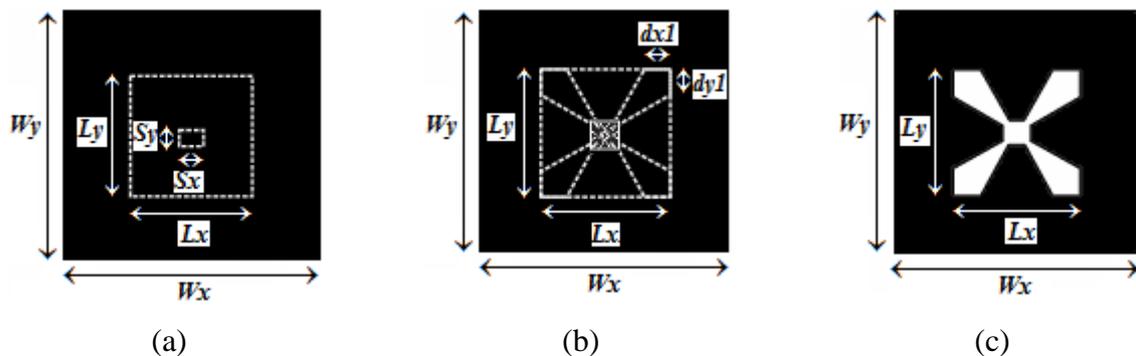


Figura 4.3: Célula unitária (a) com *patch* metalizado e ponto de comutação, (b) com indicação dos braços da estrela e (c) com estrela de quatro braços tipo fenda.

O ponto de comutação permite uma região de comutação da estrutura através da adição de uma fita com camada de metalização de comprimento S_y e largura S na região central do elemento, Figura 4.4. Suas dimensões são compatíveis com as dos diodos PIN MA4FCP305 [59]. Essa fita com camada de metalização será considerada um modelo de chave ideal, em que sua presença ou ausência caracteriza a estrutura no estado ligado, *On* (com fita) ou desligado, *Off* (sem fita).

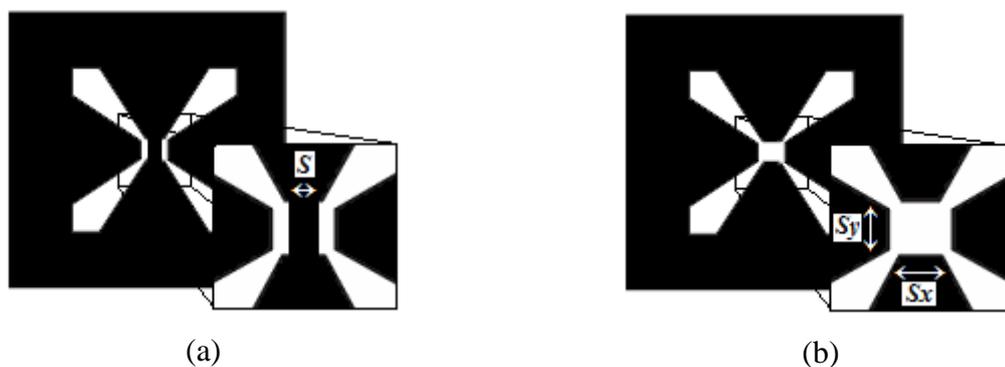


Figura 4.4: Representação do ponto de comutação (a) ligado e (b) desligado da estrela de quatro braços tipo fenda.

Para caracterizar numericamente a FSS com geometria estrela de quatro braços tipo fenda simétrica, foram escolhidas quatro estruturas com $W_x = W_y = 20$ mm, $S_x = 2$ mm e $S_y = 1,7$ mm e os respectivos valores de L_x e L_y : 10 mm \times 10 mm, 12 mm \times 12 mm, 14 mm \times 14 mm e 16 mm \times 16 mm, Figura 4.5. Cada FSS possui dois estados de comutação, sendo oito o número total de estruturas investigadas. Além disso, foram simuladas quatro estruturas simétricas com geometria estrela de quatro braços com elemento condutor, possuindo as mesmas dimensões que as anteriores, obtendo as células unitárias mostradas na Figura 4.6.

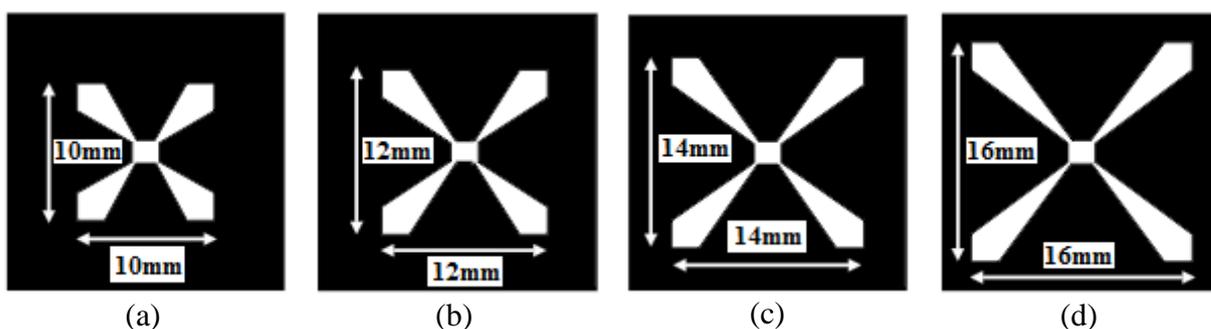


Figura 4.5: Células simétricas com dimensões (a) 10 mm \times 10 mm, (b) 12 mm \times 12 mm, (c) 14 mm \times 14 mm e (d) 16 mm \times 16 mm.

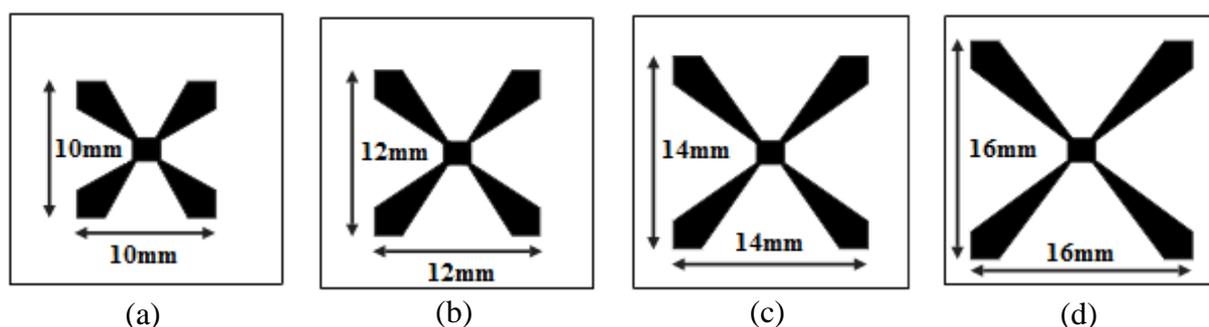


Figura 4.6: Células simétricas com geometria estrela de quatro braços de dimensões L_x e L_y (a) 10 mm \times 10 mm, (b) 12 mm \times 12 mm, (c) 14 mm \times 14 mm e (d) 16 mm \times 16 mm.

4.1. CARACTERIZAÇÃO ESTIMATIVA

Devido à diversidade dos parâmetros envolvidos (geometria da célula unitária, polarização, características do substrato, polarização da onda incidente, etc.), nem sempre é possível obter uma expressão exata para determinação da frequência de ressonância da FSS. Um procedimento prático de projeto é determinar o valor aproximado da primeira frequência de ressonância e após analisar numericamente as demais ressonâncias. Para as estruturas simétricas no estado desligado, ou seja, sem a presença da fita condutora, que são independentes da polarização, a primeira frequência de ressonância pode ser calculada aproximadamente por:

$$f_{r1} = \frac{3 \times 10^8}{L_{ef} \times 2\sqrt{\epsilon_{ref}}} \quad (84)$$

Onde, $L_{ef} = L_x + L_y$, e ϵ_{ref} é definido por:

$$\epsilon_{ref} = \epsilon_{refeCPW} \quad (85)$$

$\epsilon_{refeCPW}$ é a constante dielétrica efetiva para um guia de onda coplanar (CPW, *coplanar waveguide*) sem o plano terra [60], com $S = 10h$, que pode ser facilmente calculado usando um dos *softwares* disponíveis [61], [62]. Destaque-se que a equação (84) é apenas uma aproximação, um valor inicial para um melhor procedimento numérico.

Na caracterização da estrutura, foi utilizado o substrato de fibra de vidro de baixo custo, FR-4, com espessura $h = 1$ mm, constante dielétrica $\epsilon_r = 4,4$ e tangente de perda $\delta = 0,02$. A faixa de frequência adotada foi de 1 GHz a 14 GHz. Para essas características obtém-se $\epsilon_{refeCPW} = 1,38$, com os quais são calculados os valores estimativos das frequências de ressonância usando (84), resumidos na Tabela 4.1.

Para as estruturas simétricas no estado ligado, ou seja, com a presença da fita condutora na direção y , a resposta em frequência é dependente da polarização. Para a polarização na direção x , a presença da fita condutora praticamente não altera a resposta em frequência quando comparada à estrutura no estado desligado, como será visto na seção de caracterização numérica. Para a polarização na direção y a estrutura se comporta como dois dipolos independentes em torno do eixo y e a frequência de ressonância é, aproximadamente, o dobro da frequência no estado desligado.

Tabela 4.1: Frequência de ressonância estimada.

$L(\text{mm})$	10 mm	12 mm	14 mm	16 mm
Freq(GHz)	6,38	5,32	4,56	3,99

4.2. CARACTERIZAÇÃO NUMÉRICA

A caracterização numérica das FSS foi realizada utilizando duas ferramentas computacionais: o *software* WCIPAG08[®], desenvolvido no próprio GTEMA, e o *software* comercial DESIGNER[™], da ANSYS[®] [63]. A utilização de duas ferramentas numéricas tem por objetivo comparar os resultados do programa WCIPAG08[®] com os resultados obtidos por outros programas, consolidando a aplicabilidade do Método das Ondas e do programa desenvolvido.

Os primeiros resultados das simulações realizadas no programa WCIPAG08[®] foram obtidos utilizando 150 pontos ao longo de x e y , com 300 iterações. Visto que a frequência de ressonância das estruturas teve diferença significativa ao valor estimado, o número de pontos e iterações foi aumentado para 250 e 500, respectivamente. Ao obter o comportamento da resposta em frequência conforme o esperado, essa quantidade de pontos e iterações foi adotada em todo o trabalho.

A primeira análise consiste em comparar o comportamento da resposta em frequência das estruturas estrela de quatro braços tipo fenda e estrela de quatro braços com camada de metalização. Neste caso, conforme previsto pelo princípio de BaBinet [64], [65], espera-se respostas em frequência complementares. Para isso, os dois tipos de estruturas, elemento condutor e abertura, foram simulados com as mesmas dimensões de L_x e L_y (10 mm \times 10 mm, 12 mm \times 12 mm, 14 mm \times 14 mm e 16 mm \times 16 mm, Figura 4.7, Figura 4.8, Figura 4.9 e Figura 4.10, respectivamente), obtendo respostas de polarização em x , visto que a estrutura é simétrica.

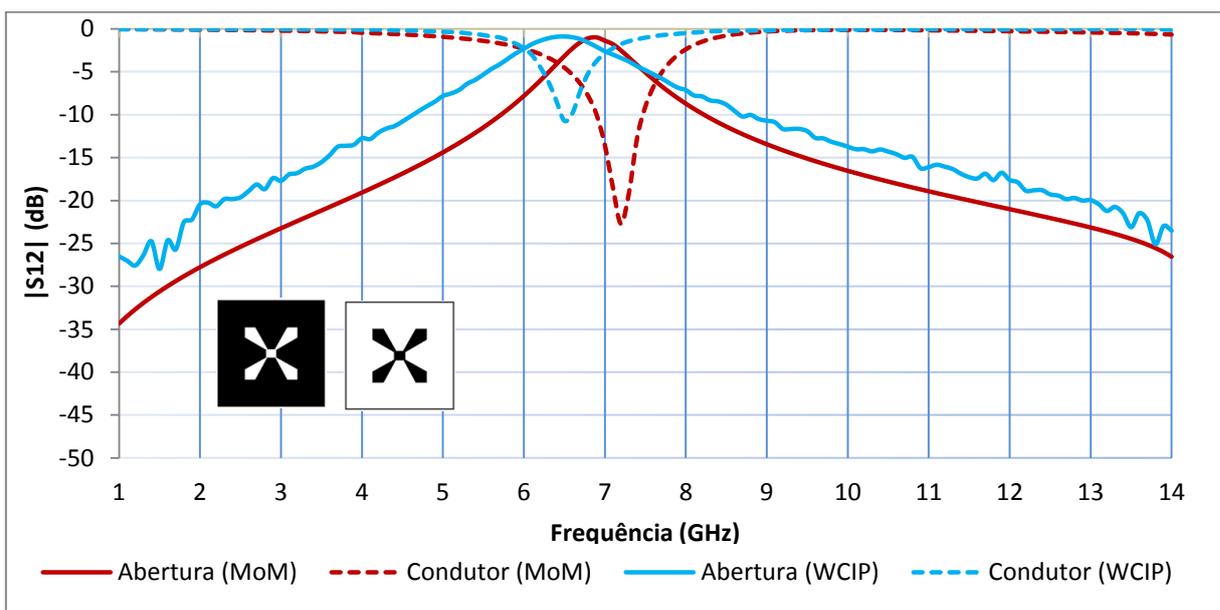


Figura 4.7: Comparação da resposta em frequência das geometrias estrela de quatro braços com elemento condutor e estrela de quatro braços tipo fenda 10 mm \times 10 mm.

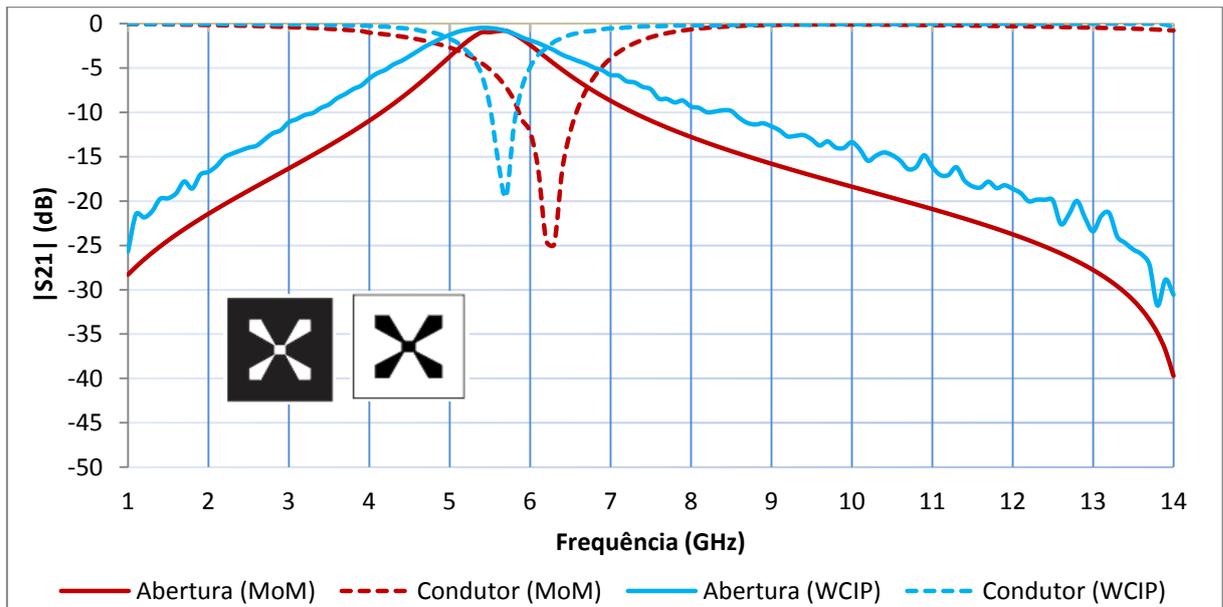


Figura 4.8: Comparação da resposta em frequência das geometrias estrela de quatro braços com elemento condutor e estrela de quatro braços tipo fenda 12 mm × 12 mm.

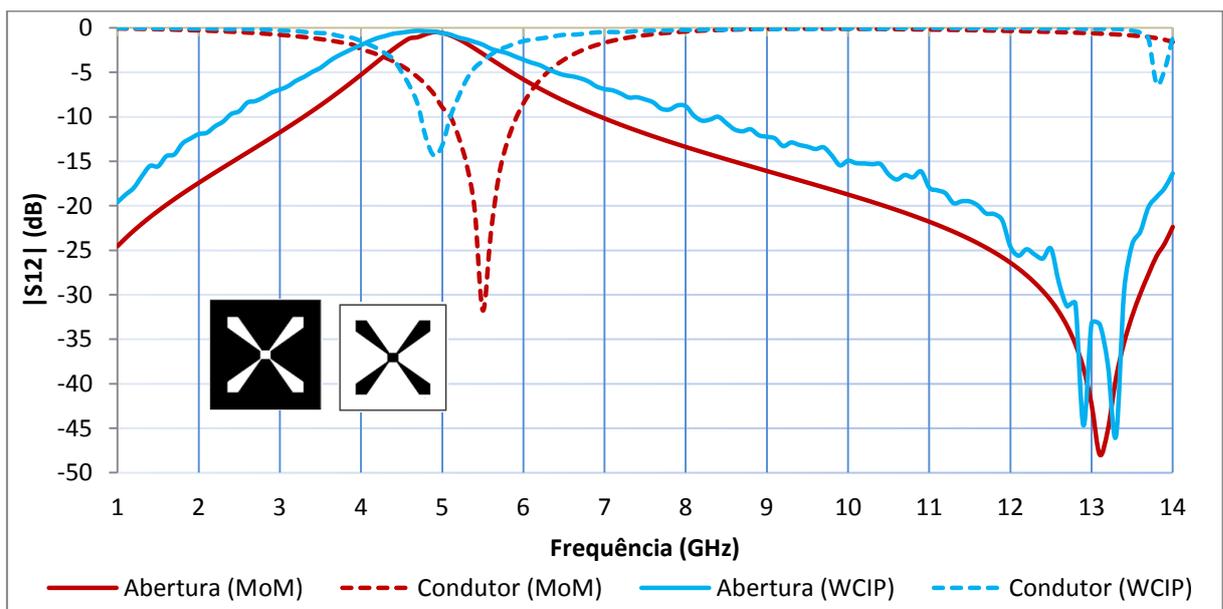


Figura 4.9: Comparação da resposta em frequência das geometrias estrela de quatro braços com elemento condutor e estrela de quatro braços tipo fenda 14 mm × 14 mm.

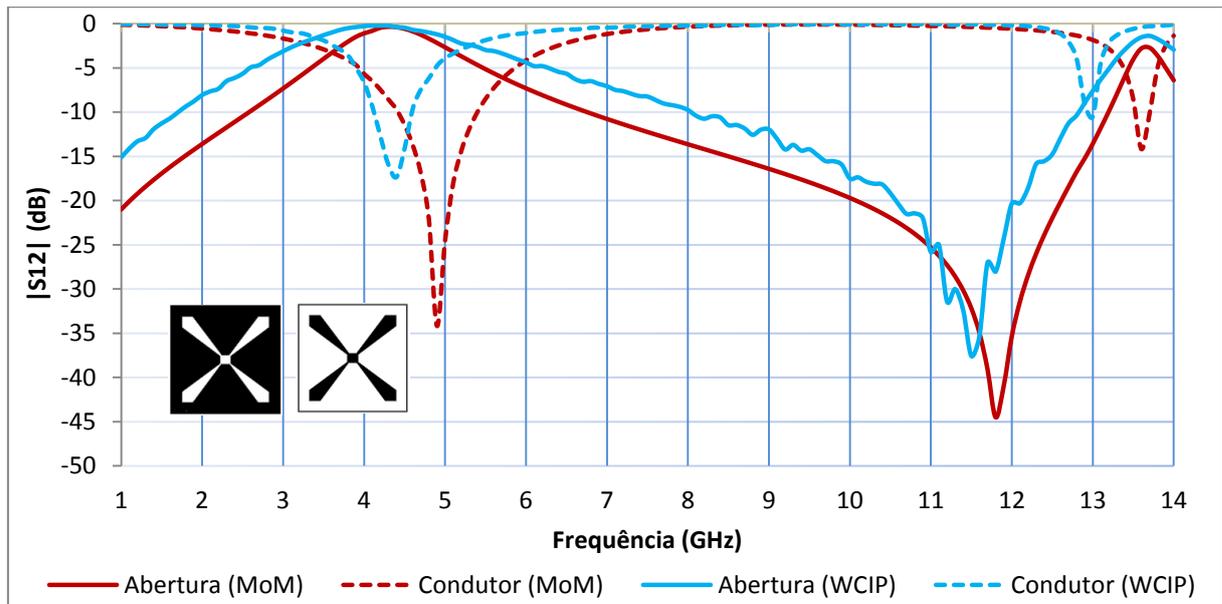


Figura 4.10: Comparação da resposta em frequência das geometrias estrela de quatro braços com elemento condutor e estrela de quatro braços tipo fenda 16 mm × 16 mm.

Observa-se nas Figura 4.7, Figura 4.8, Figura 4.9 e Figura 4.10 que, conforme o esperado, a estrutura estrela de quatro braços com camada de metalização se comportou como um filtro rejeita-faixa e a estrela de quatro braços tipo fenda, como um filtro passa-faixa. Além disso, nota-se que a frequência de ressonância das estruturas é significativamente próxima, Tabela 4.2. Verifica-se uma boa concordância entre os resultados dos dois métodos utilizados.

Tabela 4.2: Comparação da frequência de ressonância entre os métodos numéricos para a estrela simétrica.

$L(\text{mm})$	Abertura (MoM)	Condutor (MoM)	Abertura (WCIP)	Condutor (WCIP)
10 mm	6,7 GHz	7,2 GHz	6,5 GHz	6,5 GHz
12 mm	5,5 GHz	6,2 GHz	5,4 GHz	5,7 GHz
14 mm	4,9 GHz	5,5 GHz	4,7 GHz	4,9 GHz
16 mm	4,2 GHz	4,9 GHz	4,2 GHz	4,4 GHz

O segundo estudo investiga as propriedades de comutação da FSS, sendo considerado o estado de comutação ligado, *On*, com a presença da fita com camada de metalização e estado de comutação desligado, *Off*, a ausência da fita. Nesta etapa, foi utilizado apenas o método WCIP. O MoM é apresentado e comparado ao WCIP na seção referente à caracterização experimental. A relação entre o coeficiente de transmissão e a resposta em

frequência para os estados ligado, *On*, e desligado, *Off*, é apresentada na Figura 4.11, em que a fita com camada de metalização encontra-se na vertical.

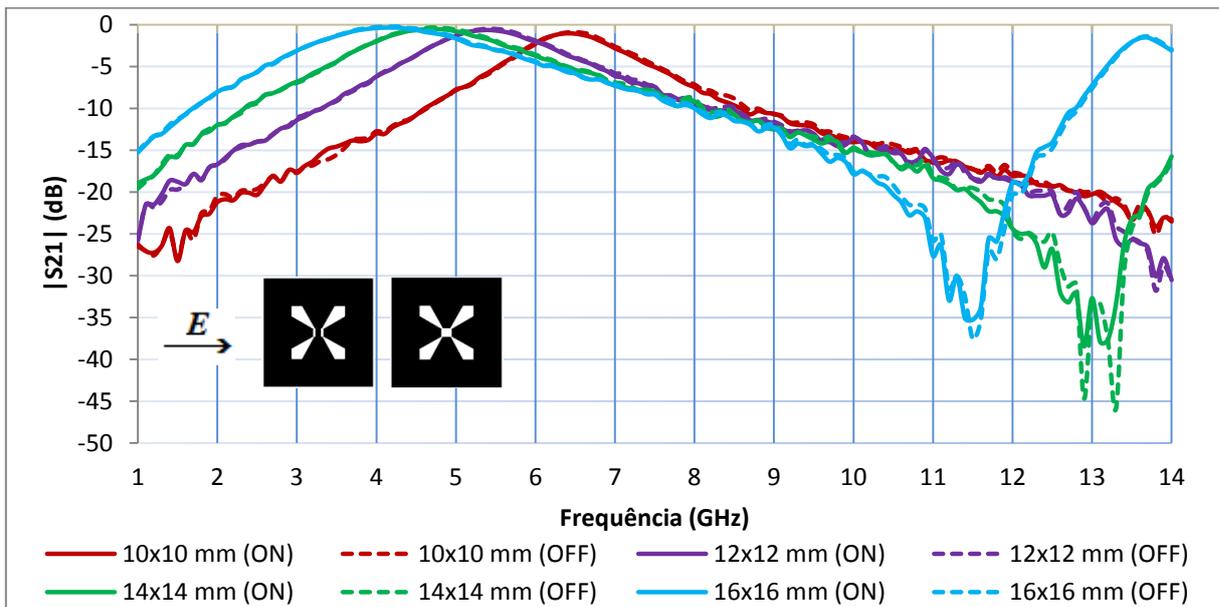


Figura 4.11: Caracterização numérica das FSS na polarização *x*.

Pode-se observar na Figura 4.11 que, para a polarização *x*, ou seja, quando o campo elétrico está perpendicular à fita com camada de metalização, os estados *On* e *Off* não influenciam na resposta em frequência. Nota-se também que a estrutura apresenta diferentes frequências de ressonância de acordo com a variação de *Lx* e *Ly*: 6,5 GHz para a geometria com dimensões 10 mm × 10 mm; 5,4 GHz para 12 mm × 12 mm; 4,7 GHz para 14 mm × 14 mm e 4,2 GHz para as dimensões 16 mm × 16 mm. Logo, como esperado, verifica-se que, para esta estrutura, à medida que se aumentam as dimensões *Lx* e *Ly* da estrela, a frequência de ressonância é reduzida, Figura 4.12.

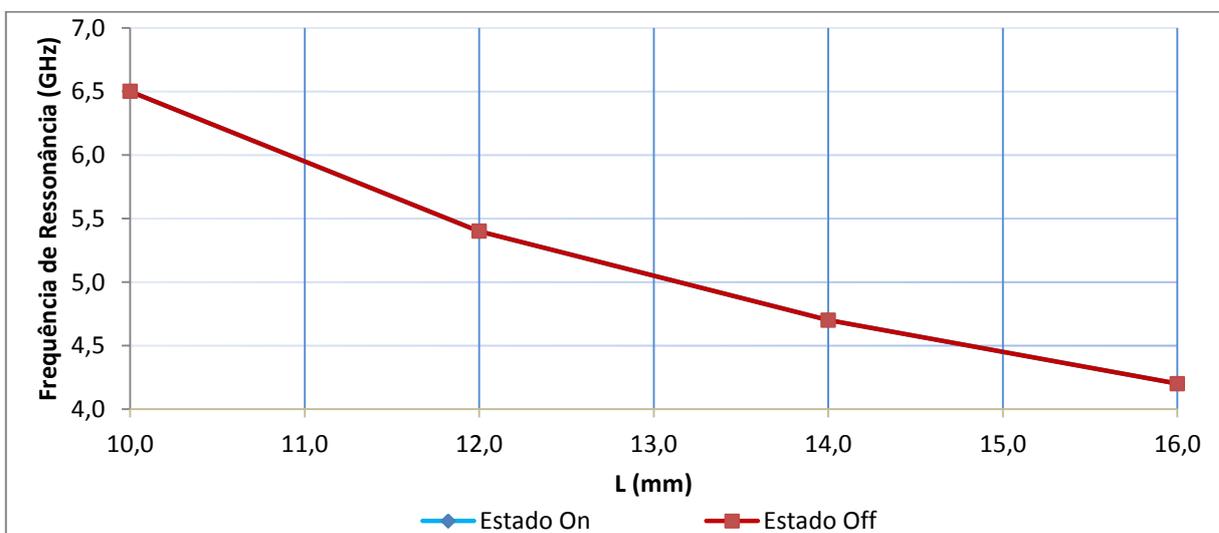
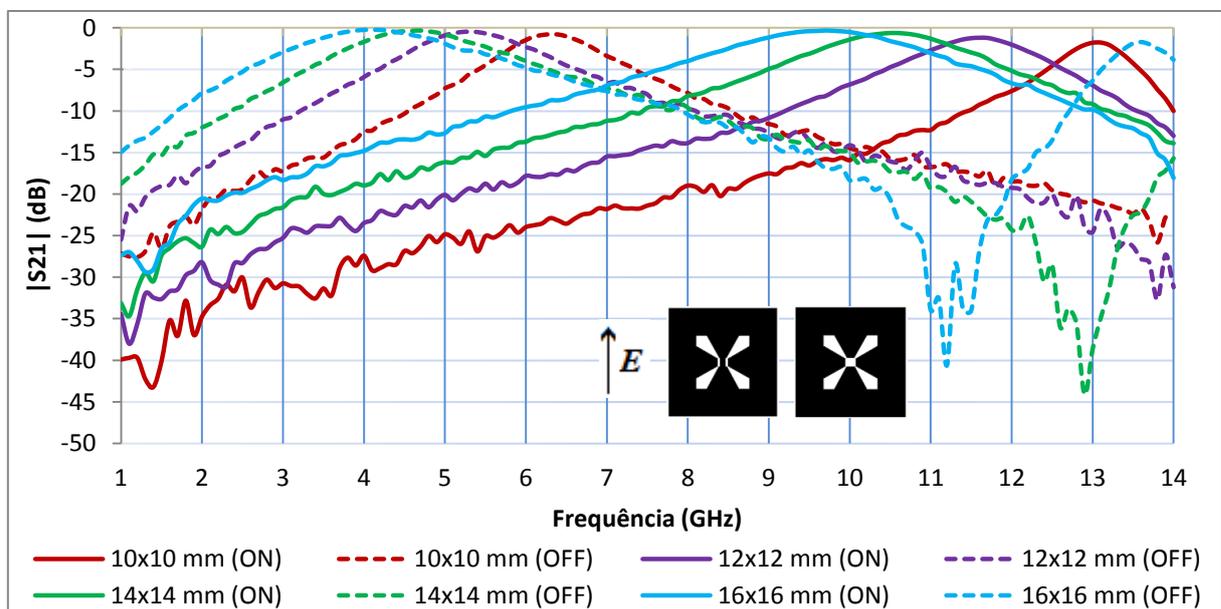


Figura 4.12: Relação entre a dimensão dos braços da estrela e a frequência de ressonância na polarização *x*.

Ao polarizar as FSS na direção y , Figura 4.13, verifica-se que há um deslocamento na frequência de ressonância para o chaveamento ligado, *On*. Como discutido na seção 4.1, cada par de braços em torno do eixo y se comporta como um dipolo separado e a frequência de ressonância será aproximadamente o dobro da frequência quando comparada ao estado desligado, Tabela 4.3. Ao inserir a fita com camada de metalização na região central da estrutura, a frequência de ressonância se deslocou para 13,0 GHz, nas dimensões 10 mm \times 10 mm, 11,5 GHz para 12 mm \times 12 mm, 10,5 GHz para 14 mm \times 14 mm e 9,6 GHz para 16 mm \times 16 mm, Figura 4.14. Em contrapartida, no estado *Off*, a frequência de ressonância permaneceu a mesma para cada uma das dimensões. Assim, nota-se que o chaveamento *On-Off* é capaz de alternar as propriedades da FSS.

Tabela 4.3: Frequência de ressonância das FSS na polarização y .

$L(\text{mm})$	10 mm	10 mm	12 mm	12 mm	14 mm	14 mm	16 mm	16 mm
	<i>On</i>	<i>Off</i>	<i>On</i>	<i>Off</i>	<i>On</i>	<i>Off</i>	<i>On</i>	<i>Off</i>
Freq(GHz)	13,0	6,5	11,5	5,4	10,5	4,7	9,6	4,2

Figura 4.13: Caracterização numérica das FSS na polarização y .

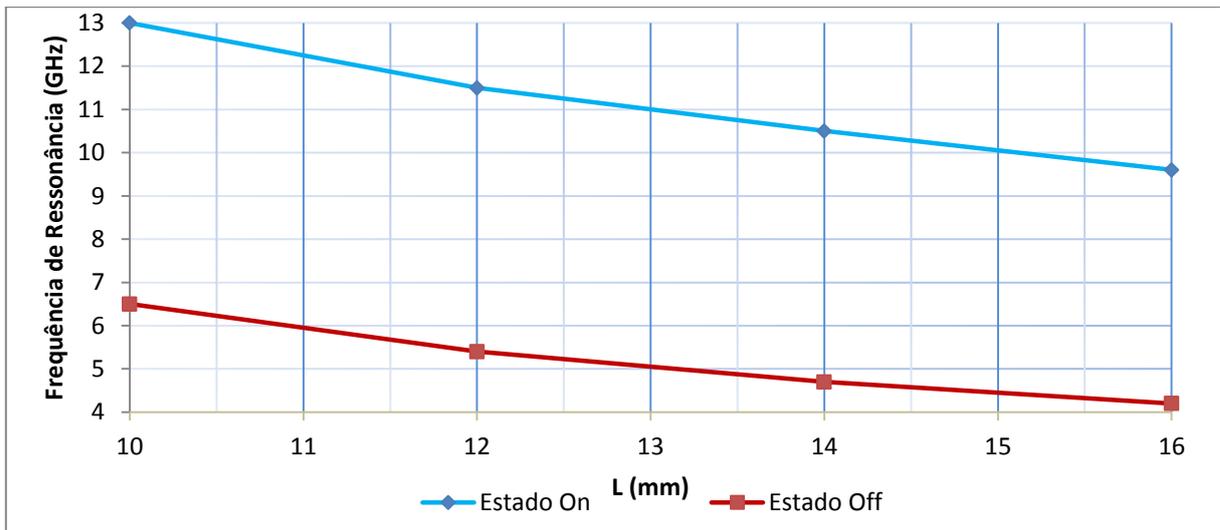


Figura 4.14: Relação entre a dimensão dos braços da estrela e a frequência de ressonância na polarização y .

4.3. CARACTERIZAÇÃO EXPERIMENTAL

A validação dos resultados numéricos foi realizada comparando-os com os resultados experimentais. Para isso, foram construídos oito protótipos com as mesmas características das FSS simuladas, Figura 4.15. A FSS possui dimensão total de $200 \text{ mm} \times 200 \text{ mm}$, ou seja, a estrutura apresenta periodicidade de 10 células unitárias ao longo de x e ao longo de y , totalizando 100 elementos com $W_x = W_y = 20 \text{ mm}$. Igualmente à caracterização numérica, os estados de comutação da FSS são definidos pela presença ou ausência da fita com camada de metalização na estrutura, Figura 4.16. As dimensões dos protótipos, assim como o chaveamento ligado-desligado, são detalhados a seguir:

- Protótipo 1, Figura 4.15 (a): $L_x = L_y = 10 \text{ mm} \times 10 \text{ mm}$ ligado;
- Protótipo 2, Figura 4.15 (b): $L_x = L_y = 10 \text{ mm} \times 10 \text{ mm}$ desligado;
- Protótipo 3, Figura 4.15 (c): $L_x = L_y = 12 \text{ mm} \times 12 \text{ mm}$ ligado;
- Protótipo 4, Figura 4.15 (d): $L_x = L_y = 12 \text{ mm} \times 12 \text{ mm}$ desligado;
- Protótipo 5, Figura 4.15 (e): $L_x = L_y = 14 \text{ mm} \times 14 \text{ mm}$ ligado;
- Protótipo 6, Figura 4.15 (f): $L_x = L_y = 14 \text{ mm} \times 14 \text{ mm}$ desligado;
- Protótipo 7, Figura 4.15 (g): $L_x = L_y = 16 \text{ mm} \times 16 \text{ mm}$ ligado;
- Protótipo 8, Figura 4.15 (h): $L_x = L_y = 16 \text{ mm} \times 16 \text{ mm}$ desligado;

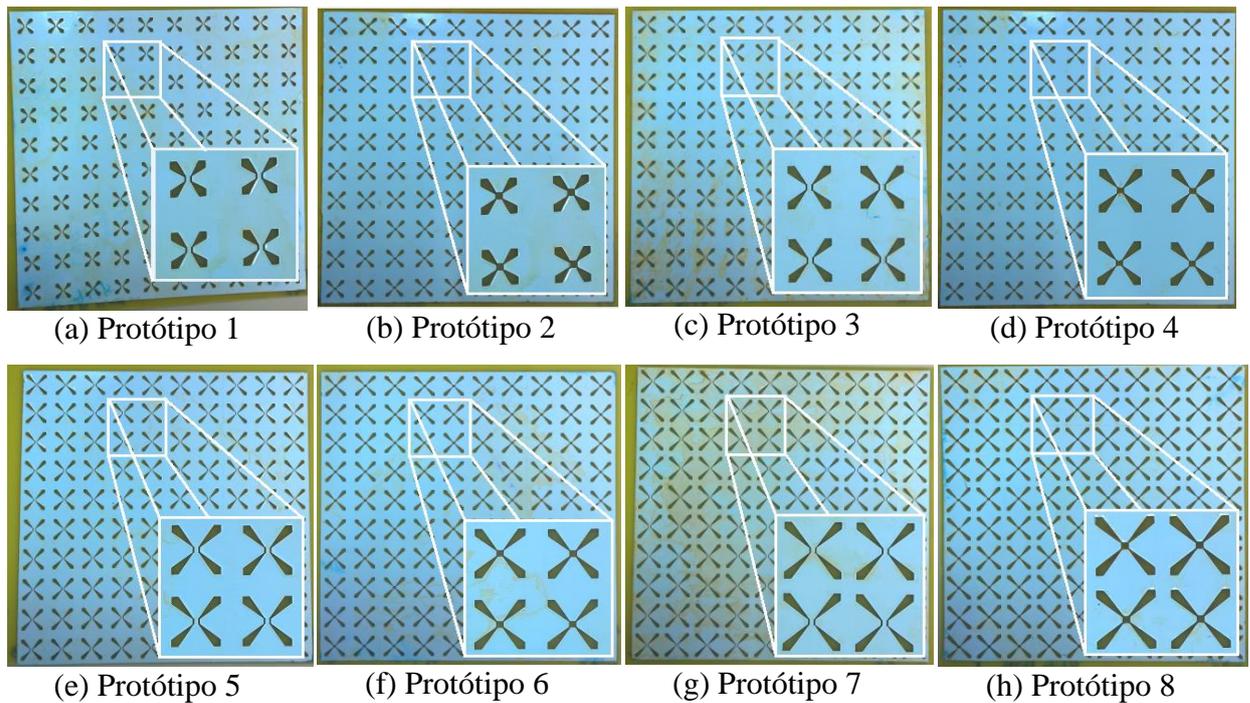


Figura 4.15: Protótipos fabricados com geometria estrela de quatro braços tipo fenda simétrica.

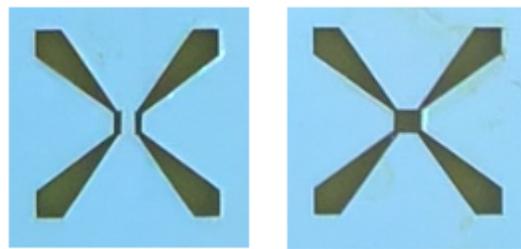


Figura 4.16: Modelo de chave ideal utilizada nos protótipos.

Os protótipos foram fabricados em placas de circuito impresso através do procedimento normal de corrosão. As medições foram realizadas no laboratório de micro-ondas do GTEMA/IFPB, Figura 4.17, utilizando um analisador de redes Agilent, N5230A / 2 portas, e dois pares de antenas corneta: um de 3,5 GHz a 7,0 GHz, e outro de 7,0 GHz a 14 GHz. As estruturas foram analisadas separadamente e, em seguida, seus resultados experimentais foram comparados aos respectivos resultados numéricos.

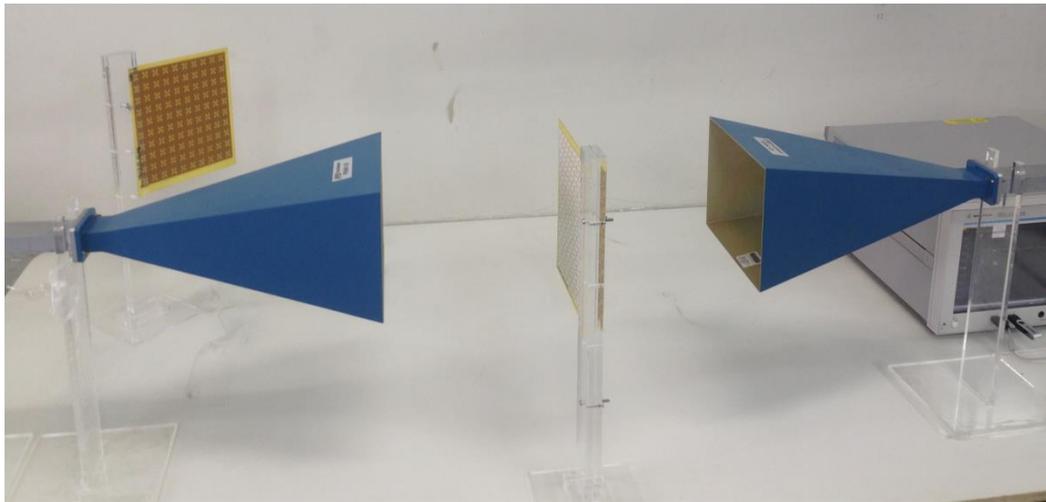


Figura 4.17: *Setup* de medição utilizado na caracterização experimental da FSS.

Na Figura 4.18 são apresentadas as curvas referentes ao comportamento da resposta em frequência da estrutura com $L_x = L_y = 10$ mm, protótipos 1 e 2, na polarização x . Percebe-se que, praticamente, a frequência de ressonância não sofre variação em função do estado de comutação ligado-desligado, confirmando, assim, os resultados da caracterização numérica. Destaque-se que as oscilações observadas para as faixas de frequência mais afastadas da ressonância, provavelmente, decorrem das reflexões nas paredes do laboratório.

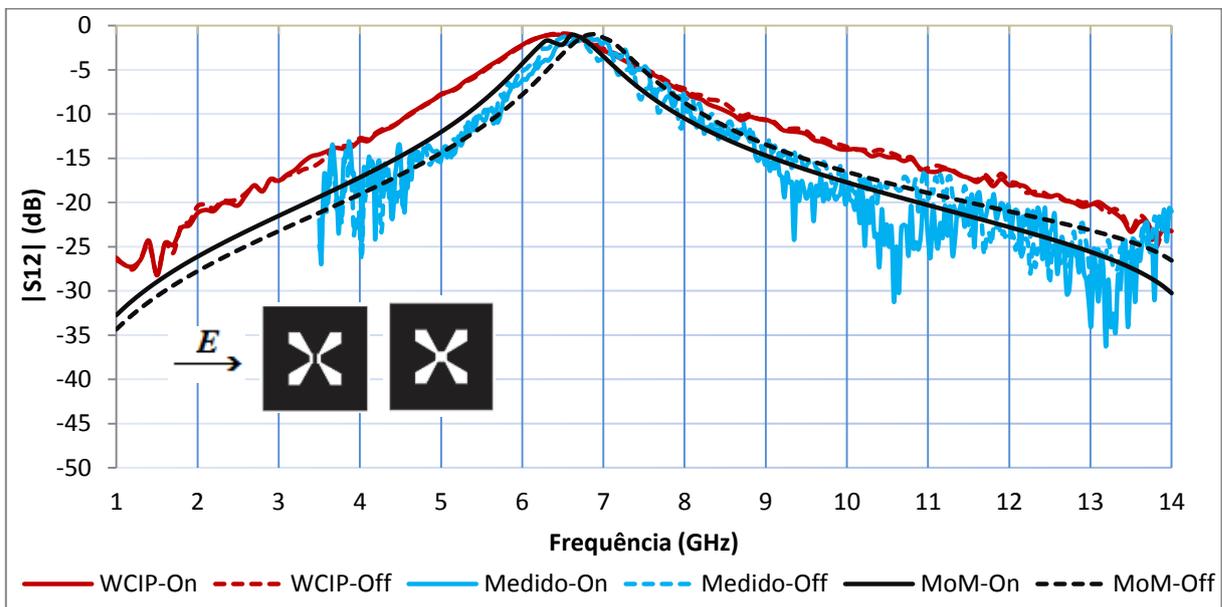


Figura 4.18: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda 10 mm × 10 mm na polarização x .

As curvas da resposta em frequência da mesma FSS simulada na Figura 4.18 são apresentadas na Figura 4.19, para a polarização y . Observa-se que, para o estado de comutação *On*, protótipo 1, a fita com camada de metalização encontra-se na horizontal e gera frequências de ressonância distintas do estado de comutação *Off*, protótipo 2.

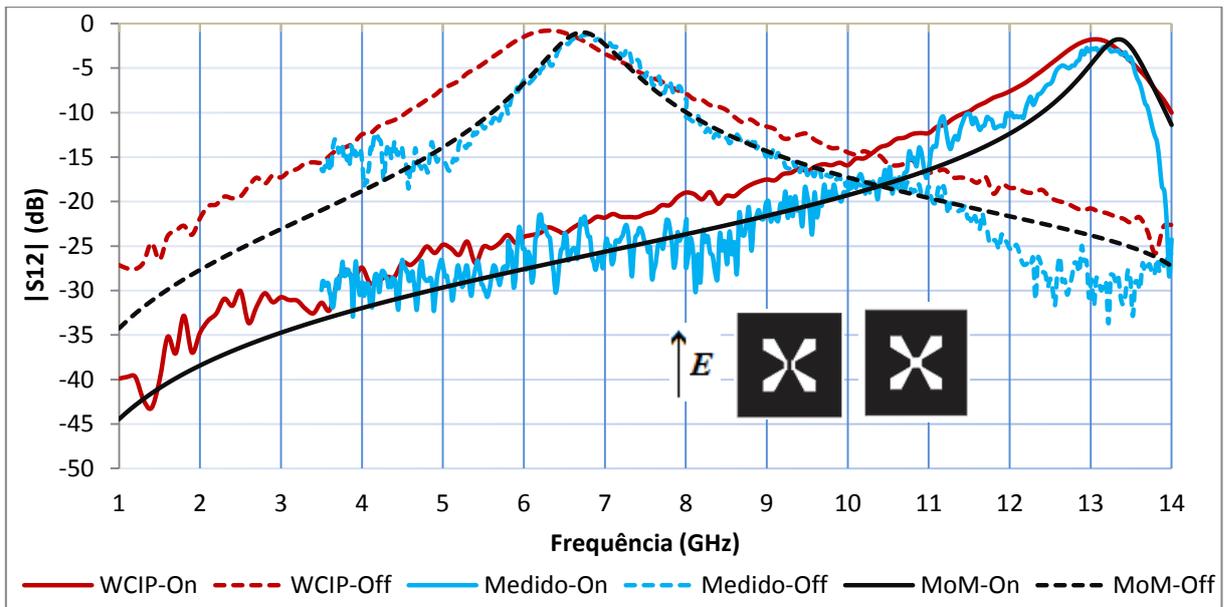


Figura 4.19: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda 10 mm × 10 mm na polarização y.

A Figura 4.20 apresenta os resultados para a geometria com $L_x = L_y = 12$ mm, na polarização x. Da mesma forma que o caso anterior, para esta polarização, verifica-se que a resposta em frequência é independente dos estados de comutação. Em contrapartida, a dependência do estado de comutação pode ser observada na polarização y, Figura 4.21, onde nota-se que a frequência de ressonância para o estado *On*, protótipo 3, é aproximadamente o dobro da frequência de ressonância no estado *Off*, protótipo 4. De maneira semelhante, observa-se o comportamento para $L_x = L_y = 14$ mm, Figura 4.22 e Figura 4.23, e $L_x = L_y = 16$ mm, Figura 4.24 e Figura 4.25.

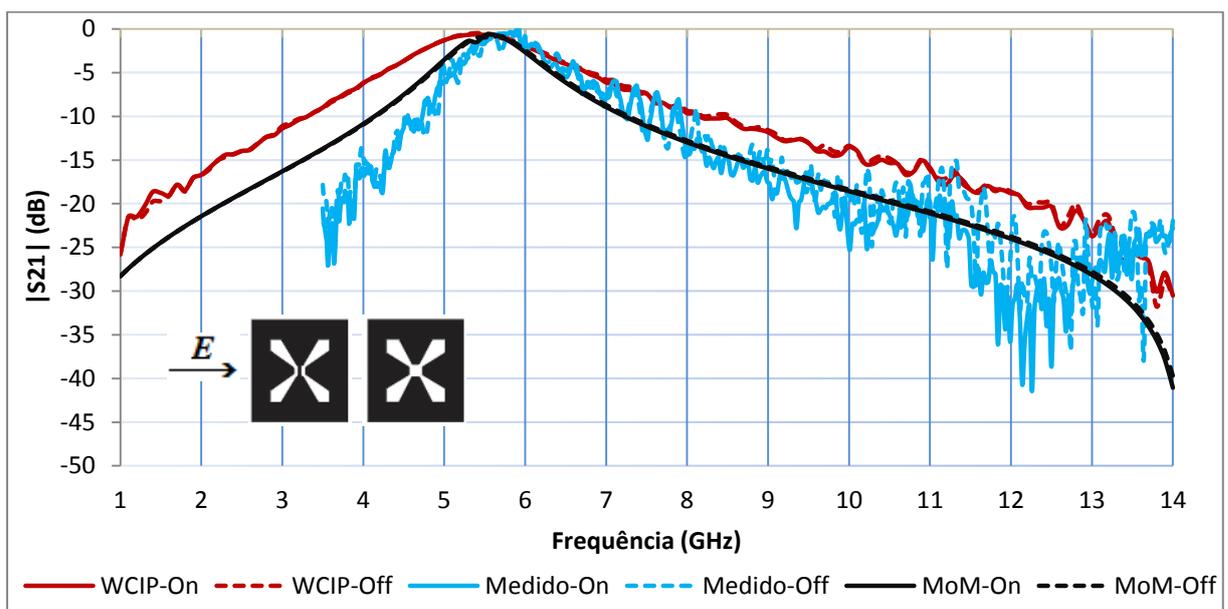


Figura 4.20: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda 12 mm × 12 mm na polarização x.

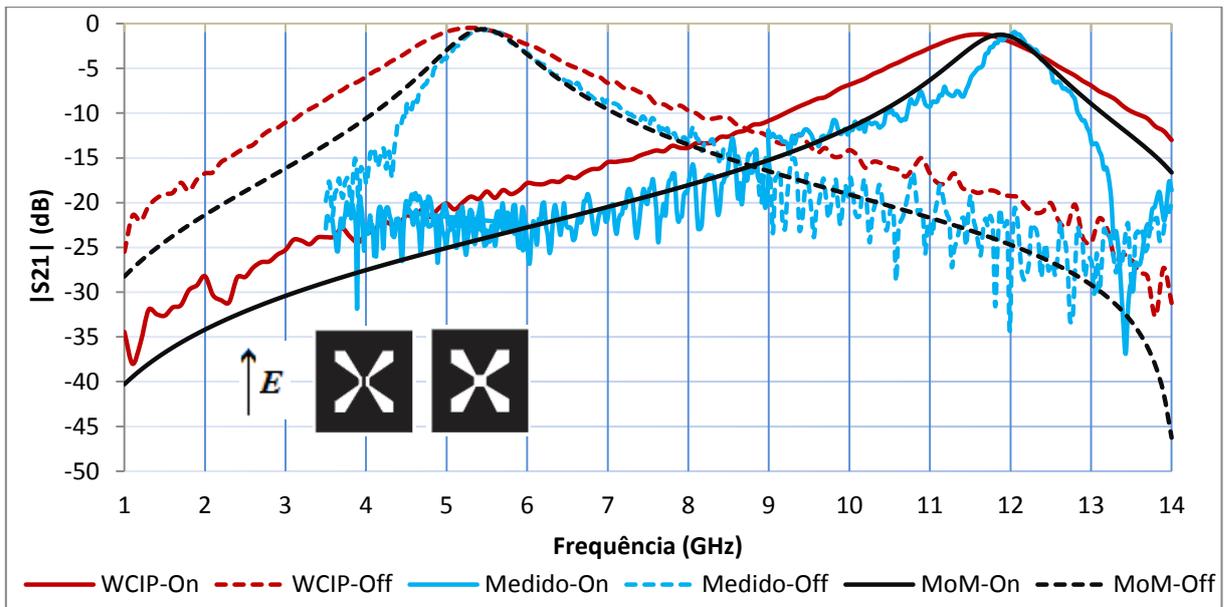


Figura 4.21: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda $12\text{ mm} \times 12\text{ mm}$ na polarização y .

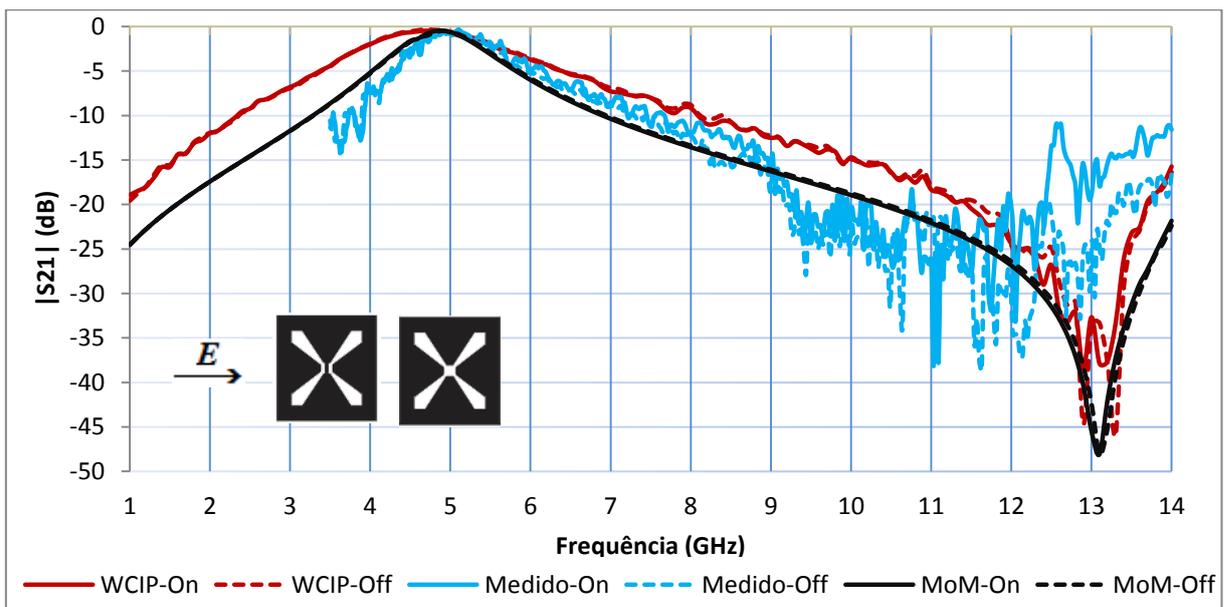


Figura 4.22: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda $14\text{ mm} \times 14\text{ mm}$ na polarização x .

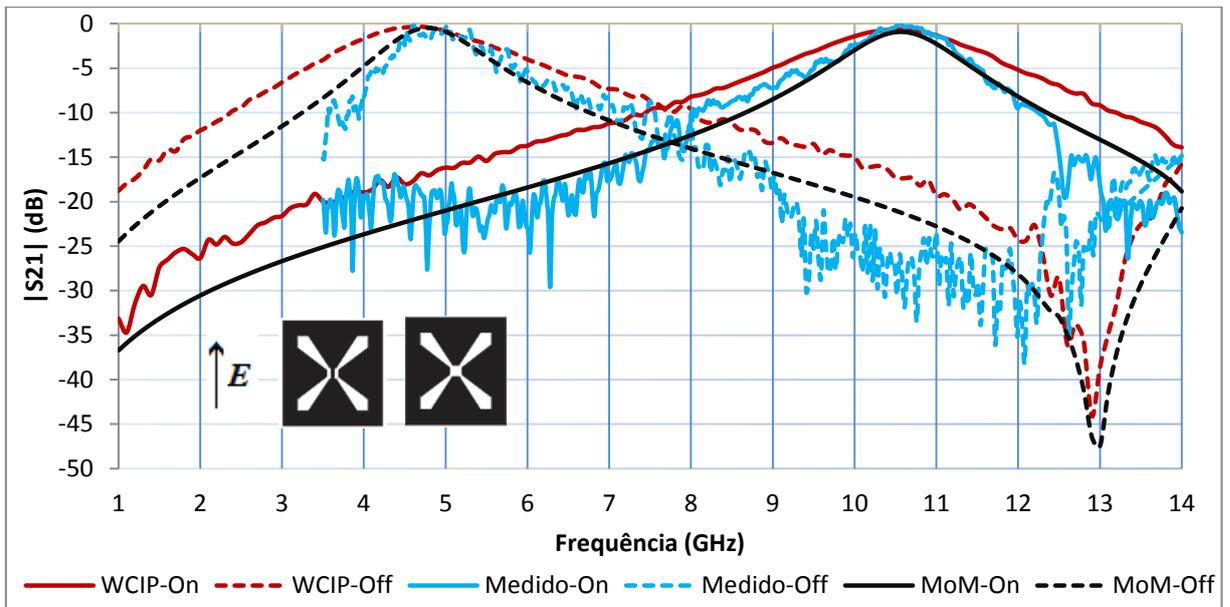


Figura 4.23: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda $14 \text{ mm} \times 14 \text{ mm}$ na polarização y .

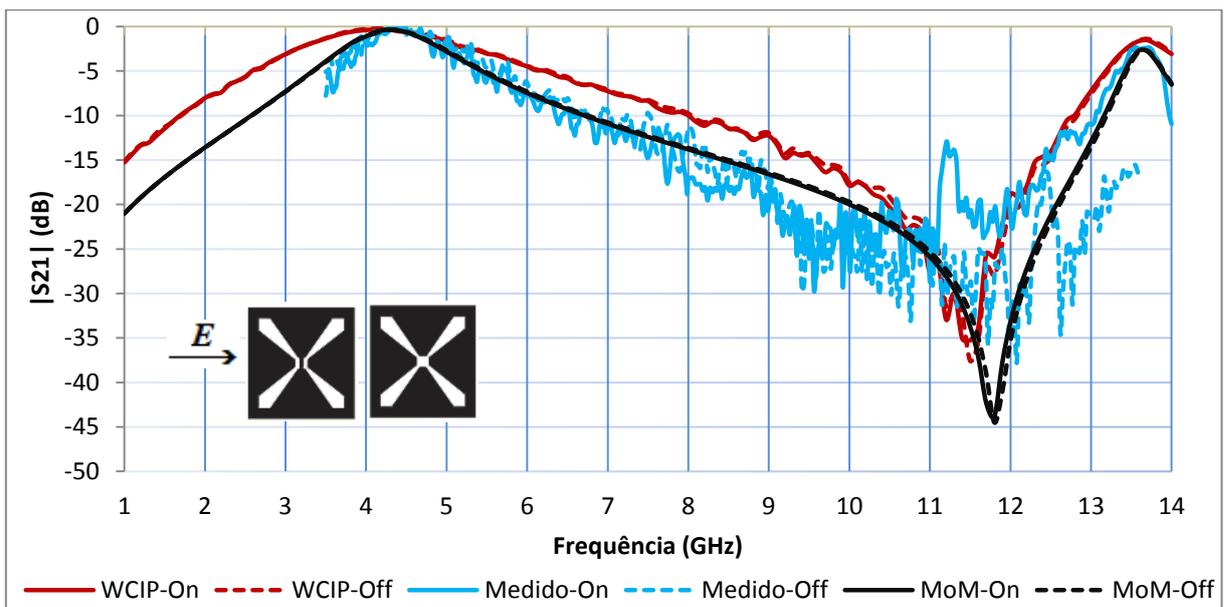


Figura 4.24: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda $16 \text{ mm} \times 16 \text{ mm}$ na polarização x .

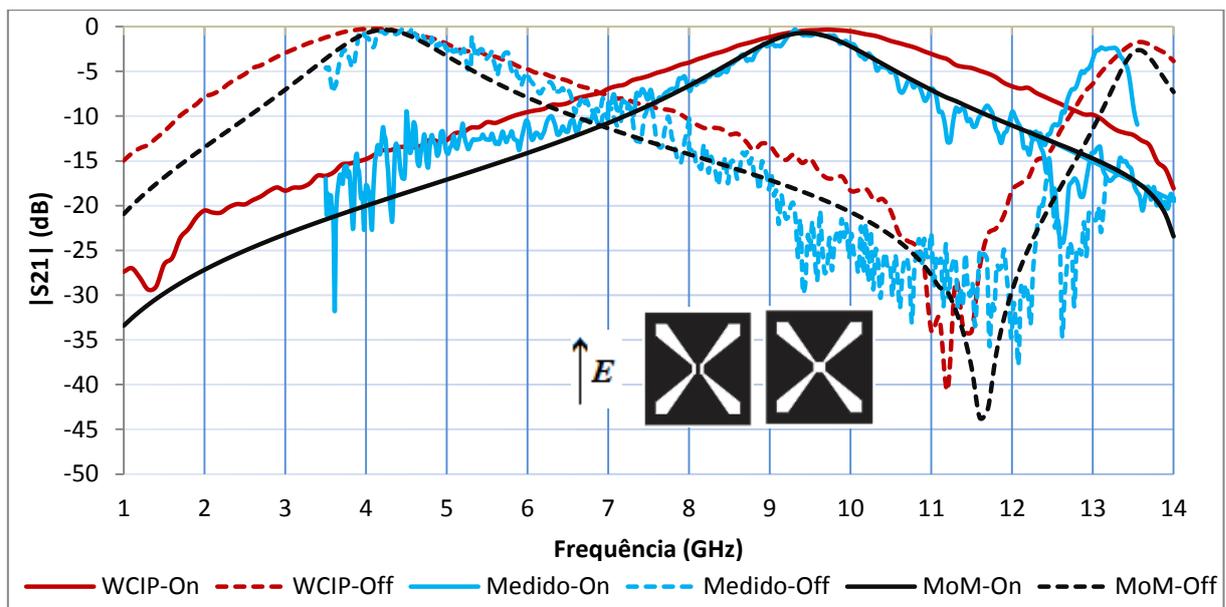


Figura 4.25: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda 16 mm × 16 mm na polarização y.

Os resultados confirmam que a geometria estrela de quatro braços tipo fenda simétrica apresenta comportamento passa-faixa, em que sua frequência de ressonância é relativamente próxima à frequência de ressonância (com característica rejeita-faixa) da geometria estrela de quatro braços com camada de metalização. Além disso, a estrutura apresenta boas características de comutação, dependendo da polarização do campo incidente. Nota-se ainda que o ajuste da frequência de ressonância pode ser realizado através da variação dos valores de L_x e L_y , ou seja, quanto maior a dimensão dos braços da estrela, menor sua frequência de ressonância e menor sua largura de banda. As Tabelas 4.4 e 4.5 apresentam um resumo dos resultados obtidos nas polarizações x e y , respectivamente.

Tabela 4.4: Comparação da frequência de ressonância entre a modelagem analítica e os resultados numéricos e experimentais para a estrela simétrica na polarização x .

	Prot. 1	Prot. 2	Prot. 3	Prot. 4	Prot. 5	Prot. 6	Prot. 7	Prot.8
	(GHz)	(GHz)						
Estimado	6,4	6,4	5,3	5,3	4,6	4,6	4,0	4,0
WCIP	6,5	6,5	5,4	5,4	4,7	4,7	4,2	4,2
MoM	6,7	6,7	5,5	5,5	4,9	4,9	4,2	4,2
Medido	6,7	6,7	5,3	5,3	4,6	4,6	4,1	4,1

Tabela 4.5: Comparação da frequência de ressonância entre a modelagem analítica e os resultados numéricos e experimentais para a estrela simétrica na polarização y .

	Prot. 1	Prot. 2	Prot. 3	Prot. 4	Prot. 5	Prot. 6	Prot. 7	Prot.8
	(GHz)	(GHz)						
Estimado	12,8	6,4	10,6	5,3	9,1	4,6	8,0	4,0
WCIP	13,0	6,5	11,5	5,4	10,5	4,7	9,6	4,2
MoM	13,3	6,7	11,7	5,5	10,4	4,9	9,4	4,2
Medido	13,2	6,7	11,8	5,3	10,4	4,6	9,4	4,1

5. FSS COM GEOMETRIA ESTRELA DE QUATRO BRAÇOS EM FENDA ASSIMÉTRICA

Nesta etapa, descreve-se a caracterização numérica e experimental da geometria estrela de quatro braços tipo fenda, considerando sua assimetria ao longo do eixo x , em que os braços à esquerda do ponto de comutação possuem dimensões iguais, assim como os dois braços à direita. Para isso, pequenas modificações foram realizadas nas definições de projeto da estrutura estrela de quatro braços tipo fenda assimétrica.

As dimensões dos braços da estrutura Lx e Ly são substituídas por Lxj e Lyj , respectivamente, em que j passa a assumir o valor 1, indicando a região à esquerda do ponto de comutação, ou valor 2, indicando a região à direita, Figura 5.1.

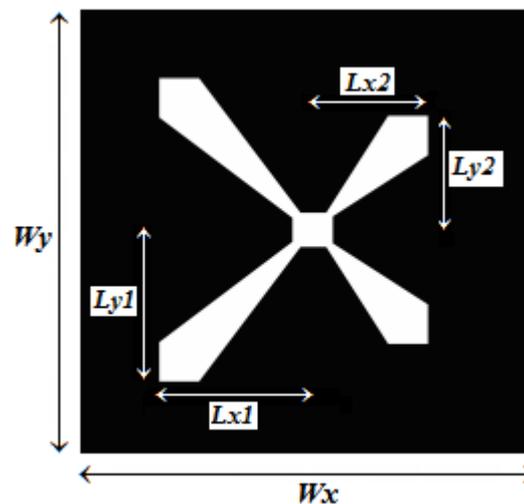


Figura 5.1: Dimensões dos braços da FSS estrela de quatro braços tipo fenda assimétrica.

Neste caso, é interessante notar que fica evidente o comportamento independente dos braços 1 e 2. Para a polarização x , a geometria apresenta a seguinte equivalência, Figura 5.2:

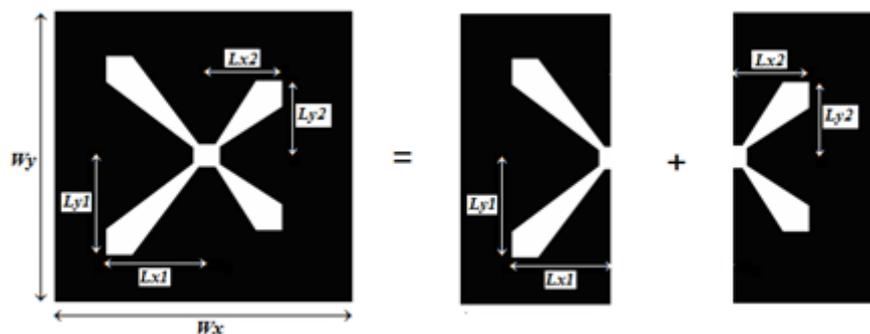


Figura 5.2: Equivalência da geometria para a polarização x .

Para a polarização y , a estrutura apresenta a seguinte equivalência, Figura 5.3:

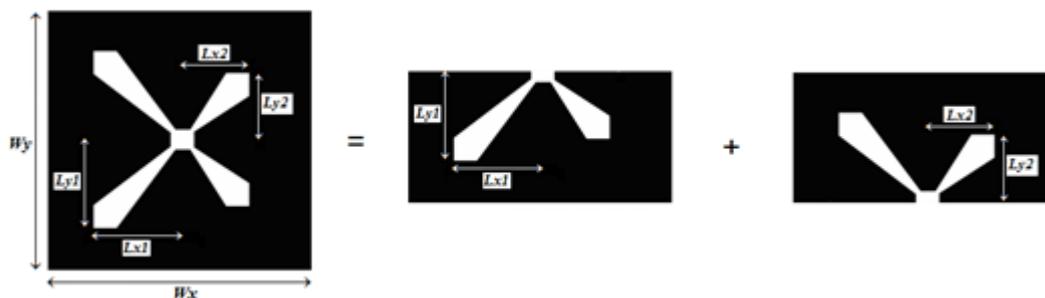


Figura 5.3: Equivalência da geometria para a polarização y .

Observa-se que os segmentos equivalentes 1 e 2 possuem as suas próprias frequências de ressonância, o que também já ocorria para a estrutura simétrica, mas que não ficava evidente em função das dimensões iguais dos braços da estrela.

Na caracterização da estrutura assimétrica, foi utilizado o mesmo substrato dielétrico definido na estrutura com geometria simétrica, FR-4, com espessura $h = 1$ mm, constante dielétrica $\epsilon_r = 4,4$ e tangente de perda $\delta = 0,02$. A célula unitária e o ponto de comutação possuem dimensões $W_x = W_y = 20$ mm e $S_x = 2$ mm e $S_y = 1,7$ mm, respectivamente. Assim, foi projetada 1 FSS com dimensões $L_{x1} = L_{y1} = 8$ mm e $L_{x2} = L_{y2} = 6$ mm, Figura 5.4.

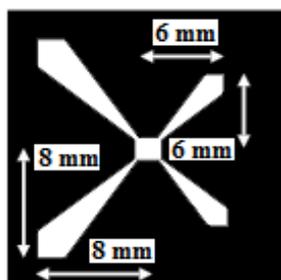


Figura 5.4: Célula assimétrica com dimensões 8 mm \times 6 mm.

5.1. CARACTERIZAÇÃO NUMÉRICA

Os resultados numéricos dos dois métodos citados são apresentados na caracterização das estruturas assimétricas para diferentes comprimentos dos braços. Considerando a polarização x , os dois segmentos equivalentes apresentam dimensões diferentes, $(L_{x1}, L_{y1}) \neq (L_{x2}, L_{y2})$, e são observadas frequências de ressonâncias distintas, tanto para o estado ligado como para o desligado, Figura 5.5. Como observado nas estruturas simétricas, praticamente o chaveamento não altera a frequência de ressonância.

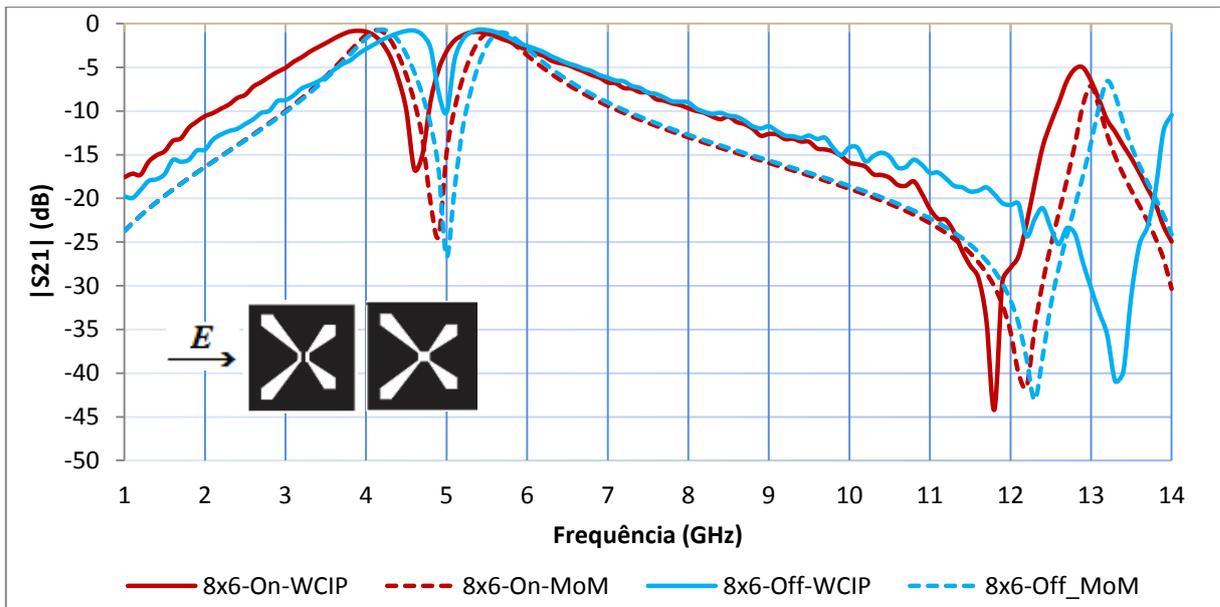


Figura 5.5: Resultados numéricos para as estruturas $8\text{ mm} \times 6\text{ mm}$ polarizadas na direção x .

Ao analisar a estrutura polarizada na direção x , observa-se uma nova característica: o comportamento *notch*, Figura 5.5. Nota-se que frequência de ressonância com comportamento rejeita-faixa, 5 GHz, encontra-se entre duas bandas passantes: 4,2 GHz e 5,5 GHz, aproximadamente. Em contrapartida, para a polarização y , os dois segmentos equivalentes apresentam as mesmas dimensões, sendo observada uma única frequência de ressonância, tanto para o estado ligado como para o desligado, Figura 5.6. Analogamente às estruturas simétricas, o chaveamento desloca a frequência de ressonância.

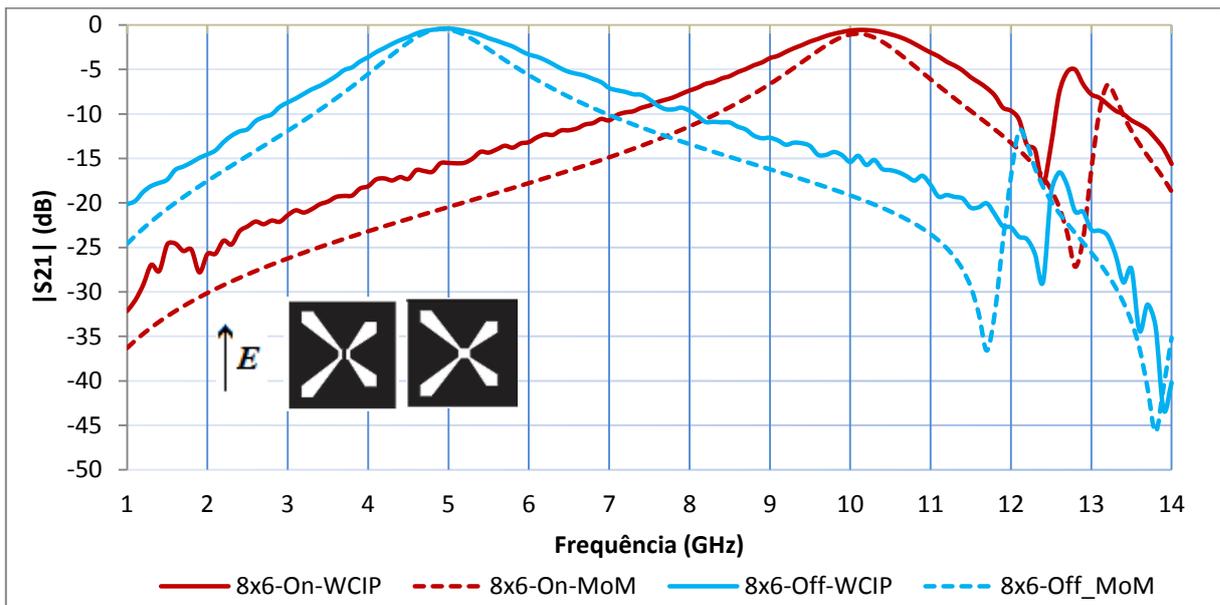


Figura 5.6: Resultados numéricos para as estruturas $8\text{ mm} \times 6\text{ mm}$ polarizadas na direção y .

Observa-se na polarização y que, no chaveamento On , a estrutura possui aproximadamente a mesma frequência de ressonância para os dois métodos numéricos: 10 GHz. Ao retirar a fita com camada de metalização da estrutura, sua frequência de ressonância é reduzida para 5 GHz. Este comportamento ocorre porque o campo elétrico está tangencial à fita e os braços da estrela se tornam “independentes” um do outro, gerando a análise de dois elementos separados em uma única estrutura. Além disso, na polarização x , Figura 5.5, a estrutura rejeita a mesma frequência que foi permitida a passagem na polarização y , Figura 5.6. Essa característica torna-se muito atrativa, visto que, claramente, a estrutura se comporta como uma superfície seletiva de polarização, possibilitando o ajuste do comportamento da resposta em frequência da FSS de acordo com a polarização da onda incidente.

5.2. CARACTERIZAÇÃO EXPERIMENTAL

Para a estrutura com geometria estrela de quatro braços tipo fenda assimétrica, foram fabricados 2 protótipos com as mesmas características das FSS analisadas numericamente: Protótipo 1, com $Lx2 = Ly2 = 6$ mm, estado desligado, Figura 5.7 (a) e Protótipo 2, com $Lx2 = Ly2 = 6$ mm, estado ligado, Figura 5.7 (b).

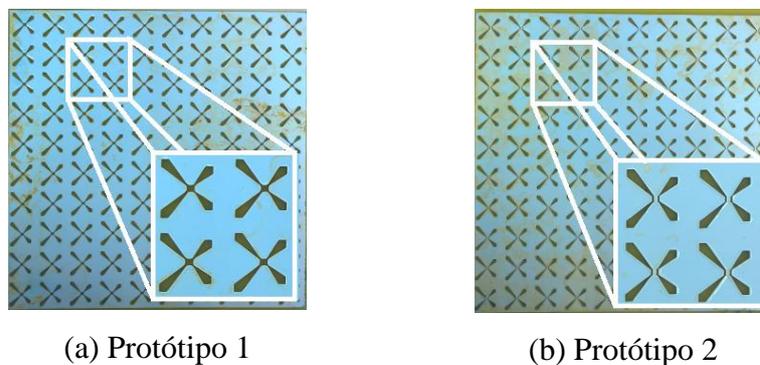


Figura 5.7: Protótipos fabricados com geometria estrela de quatro braços tipo fenda assimétrica.

A Figura 5.8 apresenta os resultados numéricos e medidos do coeficiente de transmissão $|S_{21}|$ (dB), com polarização nas direções x e y , para a estrutura com $Lx2 = Ly2 = 6$ mm, no estado desligado, protótipo 1. Observa-se que, polarizada na direção x , a FSS apresenta duas frequências de ressonâncias em torno de 5 GHz, conforme discutido no início deste capítulo. Este resultado é bastante interessante, pois permite obter duas bandas passantes próximas com uma banda de rejeição entre elas, *notch*.

Para a polarização y , como esperado, observa-se uma única frequência de ressonância, entre as duas frequências de ressonância da polarização x . Trata-se de uma resposta bastante interessante, pois permite uma considerável discriminação de polarização: direção x , comportamento rejeita-faixa e direção y , passa-faixa. Observa-se uma boa concordância entre os resultados numéricos e experimentais.

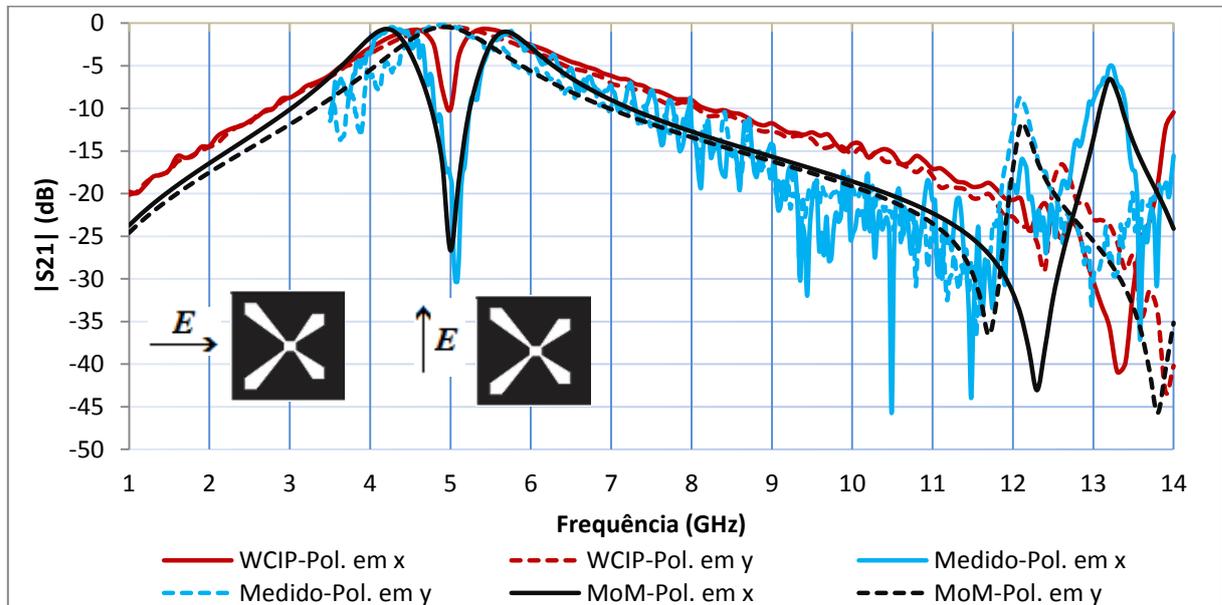


Figura 5.8: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda $8 \text{ mm} \times 6 \text{ mm}$, no estado desligado, polarizada nas direções x e y .

Na Figura 5.9 são comparados os resultados numéricos e experimentais para o comportamento da resposta em frequência da estrutura com $Lx2 = Ly2 = 6 \text{ mm}$, no estado ligado, protótipo 2, polarizações x e y . Para a polarização x observa-se praticamente o mesmo resultado do estado desligado. Para a polarização y , observa-se uma única frequência de ressonância, mas essa é praticamente o dobro da frequência de ressonância quando comparada ao estado ligado, ou seja, o chaveamento desloca a frequência de ressonância.

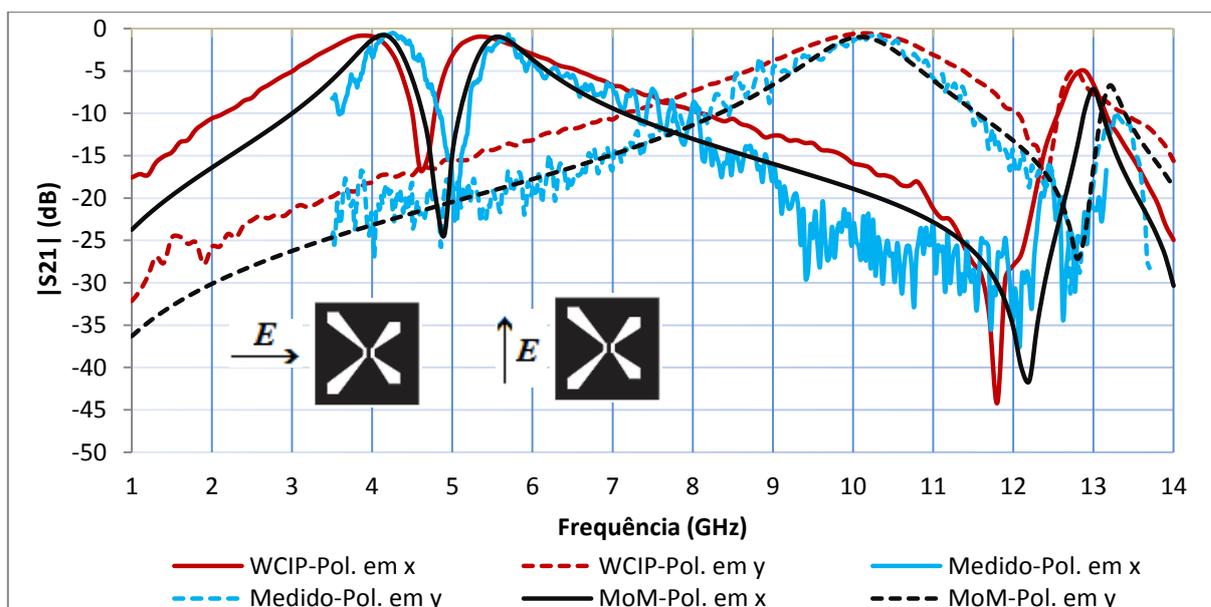


Figura 5.9: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda $8 \text{ mm} \times 6 \text{ mm}$, no estado ligado, polarizada nas direções x e y .

Destaca-se, ainda, a boa concordância entre os resultados numéricos e experimentais. Na Tabela 5.1 está o resumo dos valores referentes às frequências de ressonância com características rejeita-faixa e passa-faixa para os estados ligado, *On*, e desligado, *Off*, nas polarizações x e y .

Pela sua simplicidade, assim como pelas suas características de frequência (discriminação de polarização, frequência de rejeição com características *notch* e chaveamento de frequência), a geometria estrela de quatro braços assimétrica é potencialmente interessante para diversas aplicações em sistemas de telecomunicações.

Tabela 5.1: Comparação da frequência de ressonância entre os métodos numéricos e os resultados experimentais para a estrela de quatro braços assimétrica.

	Prot. 1 (x)	Prot. 1 (y)	Prot. 2 (x)	Prot. 2 (y)
WCIP	5,0 GHz	5,0 GHz	4,8 GHz	10,0 GHz
MoM	5,0 GHz	5,0 GHz	4,9 GHz	10,0 GHz
Medido	5,0 GHz	5,0 GHz	4,9 GHz	10,0 GHz

6. FSS COM GEOMETRIA ESTRELA DE QUATRO BRAÇOS EM FENDA COM BORDAS

Um dos requisitos para as FSS reconfiguráveis é o circuito de polarização, ou seja, como a alimentação DC chega até os pontos de comutação. Neste sentido, é proposta neste capítulo uma configuração naturalmente adequada. Trata-se de uma geometria estrela de quatro braços em fenda com bordas, Figura 6.1, onde são inseridas fendas de 1 mm no centro e de 0,5 mm nas bordas superior e inferior. Para isso, as definições de projeto da estrutura foram consideradas as mesmas utilizadas na caracterização da geometria estrela de quatro braços tipo fenda.

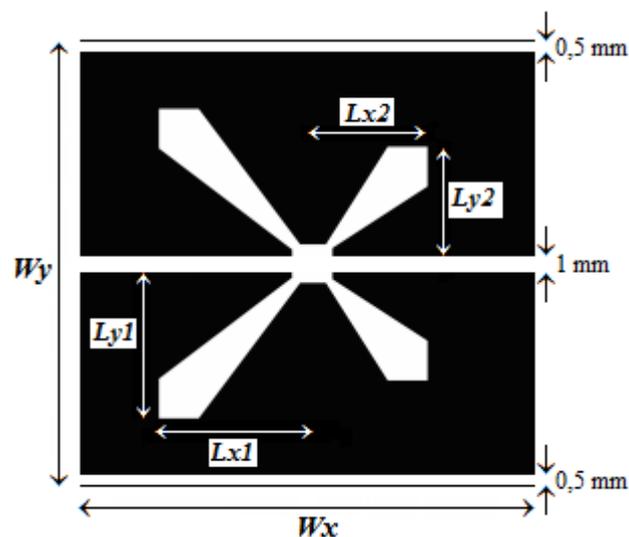


Figura 6.1: Dimensões dos braços da FSS estrela de quatro braços tipo fenda com bordas.

Na caracterização da estrutura com bordas, foi utilizado o mesmo substrato dielétrico definido nas estruturas com geometria simétrica e assimétrica, FR-4, com espessura $h = 1$ mm, constante dielétrica $\epsilon_r = 4,4$ e tangente de perda $\delta = 0,02$. A célula unitária e o ponto de comutação possuem dimensões $W_x = W_y = 20$ mm e $S_x = 2$ mm e $S_y = 1,7$ mm, respectivamente. Assim, foram projetadas 3 FSS, mantendo constantes $L_{x1} = L_{y1} = 8$ mm e variando $L_{x2} = L_{y2}$ com valores de 6 mm, 7 mm e 8 mm, Figura 6.2.

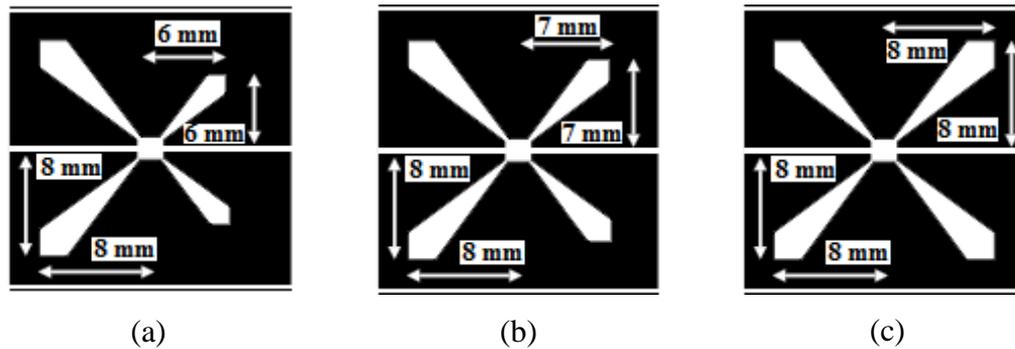


Figura 6.2: Células assimétricas com dimensões (a) 8 mm × 6 mm, (b) 8 mm × 7 mm e (c) 8 mm × 8 mm.

6.1. CARACTERIZAÇÃO NUMÉRICA

Os resultados numéricos são apresentados na caracterização das estruturas com bordas para diferentes comprimentos dos braços. Para a polarização x , o comportamento da resposta em frequência praticamente não é afetado pela presença das bordas e fenda central, Figura 6.3, Figura 6.4 e Figura 6.5. Para a estrutura com braços de mesma dimensão, observa-se apenas uma ressonância. Na medida em que aumenta a diferença entre as dimensões dos braços, a banda de rejeição entre as duas bandas passantes fica mais pronunciada.

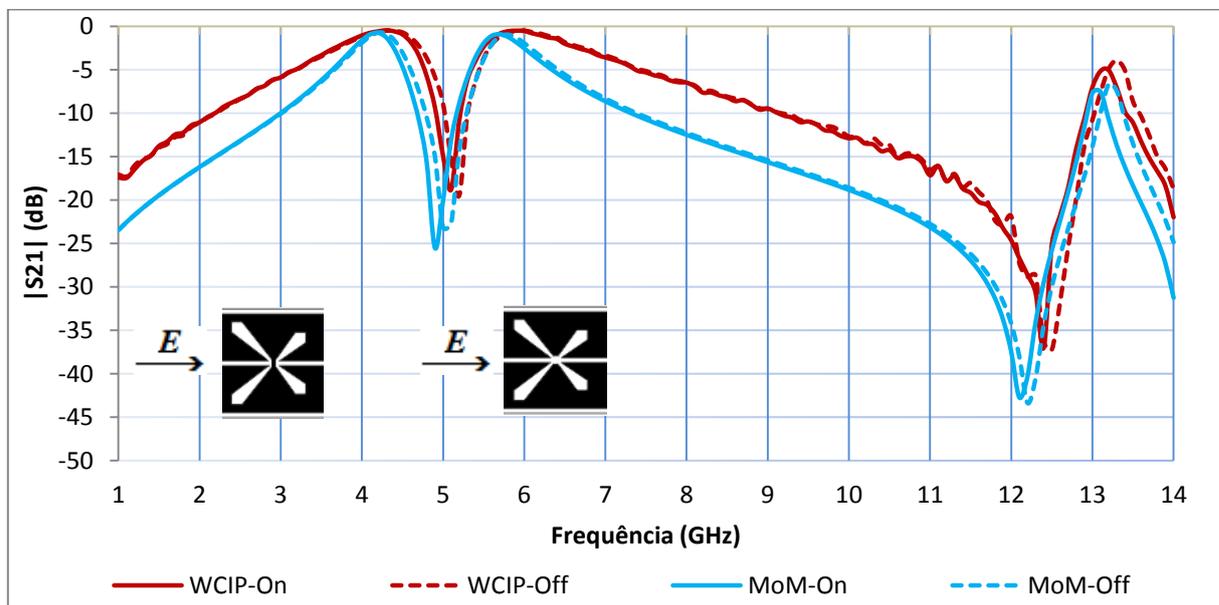


Figura 6.3: Resultados numéricos para as estruturas com bordas, 8 mm × 6 mm, nos estados ligado e desligado, polarizadas na direção x .

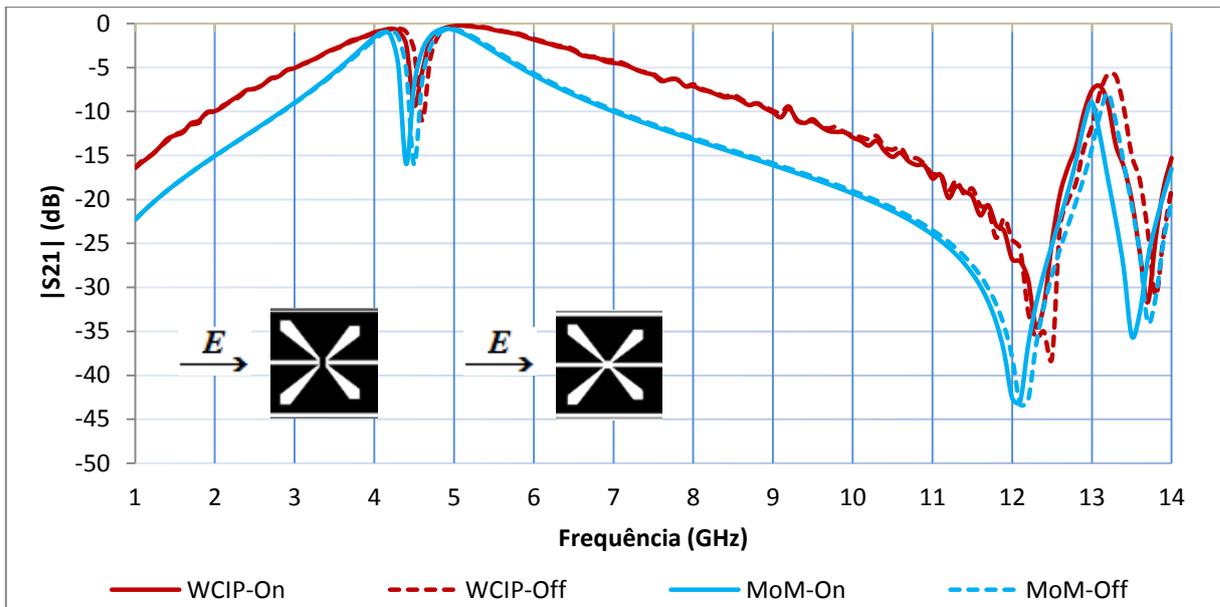


Figura 6.4: Resultados numéricos para as estruturas com bordas, $8\text{ mm} \times 7\text{ mm}$, nos estados ligado e desligado, polarizadas na direção x .

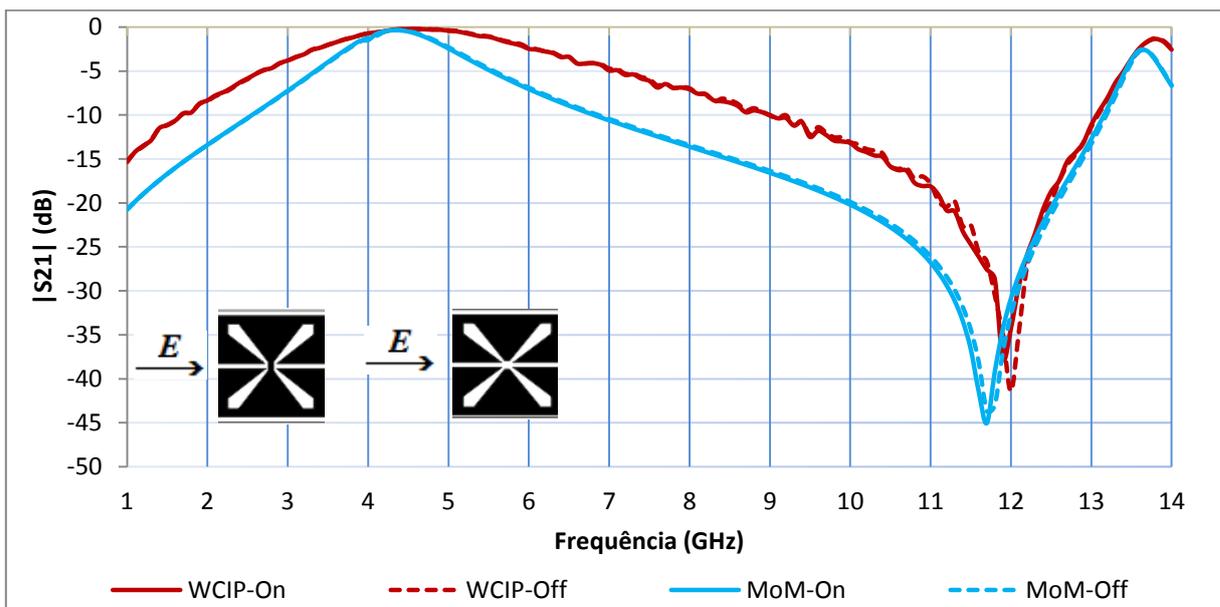


Figura 6.5: Resultados numéricos para as estruturas com bordas, $8\text{ mm} \times 8\text{ mm}$, nos estados ligado e desligado, polarizadas na direção x .

É possível observar na polarização x que o chaveamento ligado-desligado não influencia no comportamento da resposta em frequência. Nota-se também que as estruturas assimétricas apresentam a característica *notch*, em que $Lx2 = Ly2 = 6\text{ mm}$ apresenta frequência de rejeição de 5,2 GHz e bandas passantes de 4,2 GHz e 5,8 GHz e $Lx2 = Ly2 = 7\text{ mm}$ apresenta frequência de rejeição de 4,6 GHz e bandas passantes de 4,2 GHz e 4,8 GHz. Além disso, para a geometria com dimensões $8\text{ mm} \times 8\text{ mm}$, a estrutura atuou como um filtro passa-faixa com frequência de ressonância de 4,4 GHz, aproximadamente. Portanto, pode-se

ajustar a frequência de ressonância, assim como o comportamento da resposta em frequência, a partir das dimensões dos braços da estrela.

Com as bordas e a fenda central na geometria, ao polarizar as estruturas na direção y , a resposta em frequência é mais complexa, como pode ser observado nas Figura 6.6, Figura 6.7 e Figura 6.8. Notam-se dois tipos de ressonância:

- i. Ressonâncias decorrentes da presença das bordas e fendas, que praticamente não são afetadas pelas variações das dimensões dos braços da estrela: 1,8 GHz e 12 GHz no estado ligado;
- ii. Ressonâncias decorrentes das dimensões da estrela de quatro braços, variando de 3,5 GHz ($8 \text{ mm} \times 8 \text{ mm}$) a 4,2 GHz ($8 \text{ mm} \times 6 \text{ mm}$), estado desligado; e variando de 5,7 GHz ($8 \text{ mm} \times 8 \text{ mm}$) a 6,9 GHz ($8 \text{ mm} \times 6 \text{ mm}$) estado ligado. Nota-se que, neste caso, ocorreu uma superposição de uma ressonância da estrela de quatro braços com uma ressonância das bordas/fenda em 5,7 GHz.

Uma análise semelhante pode ser aplicada para as ressonâncias em frequências mais elevadas, o que não será aqui realizada. As características destacadas em i e ii indicam a possibilidade do chaveamento, assim como a otimização da estrutura a partir da superposição das características da estrela de quatro braços com as características das bordas/fendas.

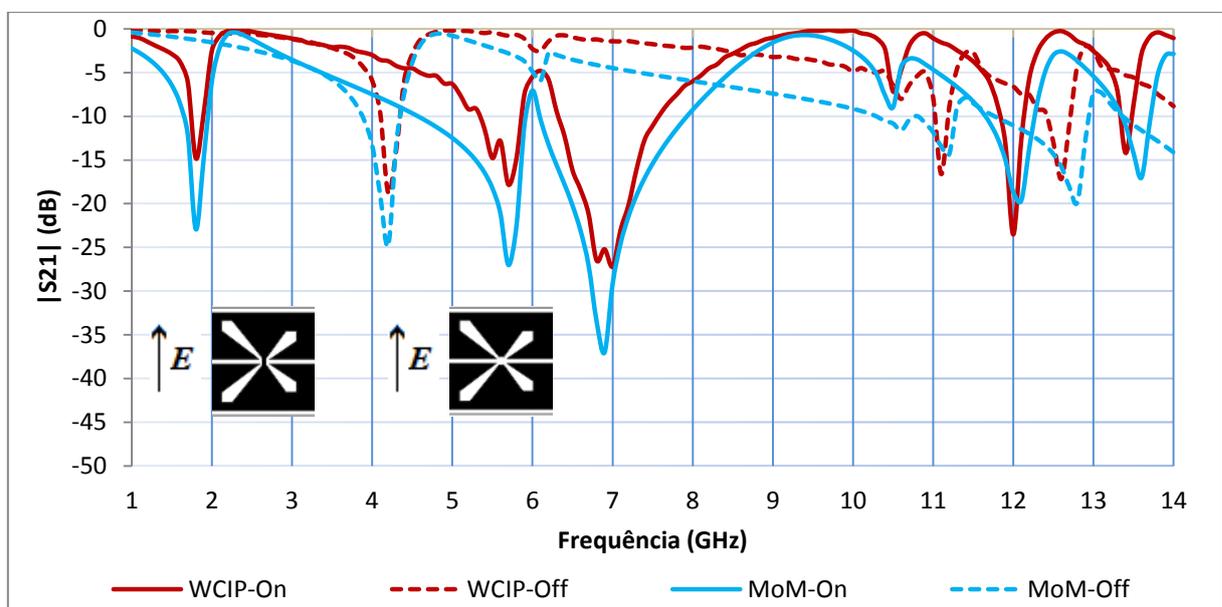


Figura 6.6: Resultados numéricos para as estruturas com bordas, $8 \text{ mm} \times 6 \text{ mm}$, nos estados ligado e desligado, polarizadas na direção y .

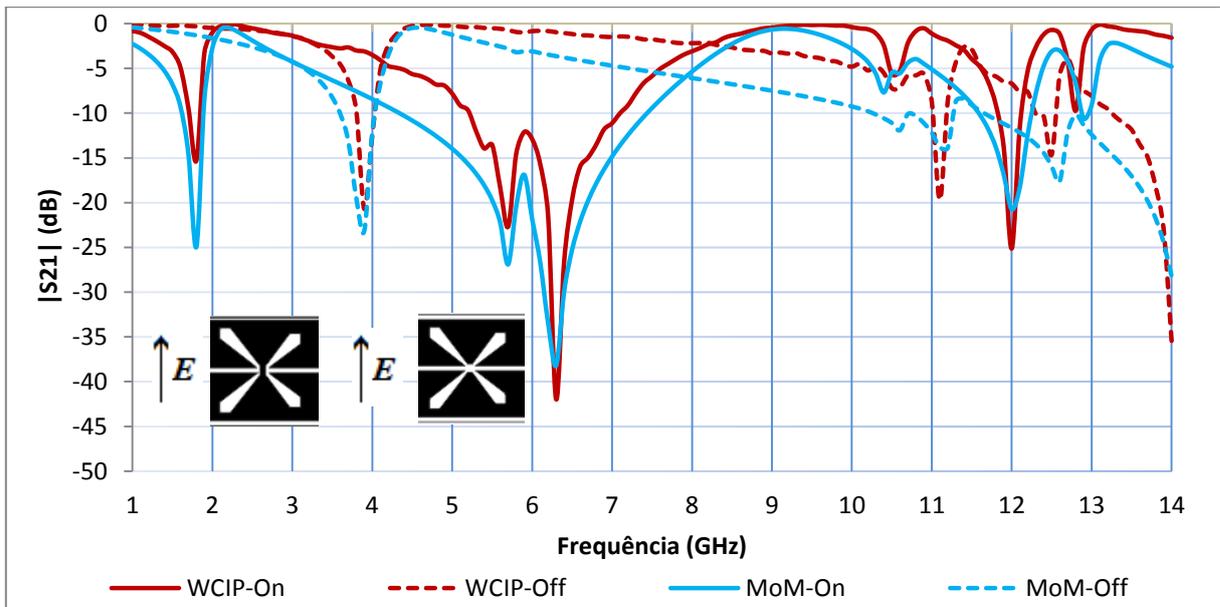


Figura 6.7: Resultados numéricos para as estruturas com bordas, 8 mm × 7 mm, nos estados ligado e desligado, polarizadas na direção y.

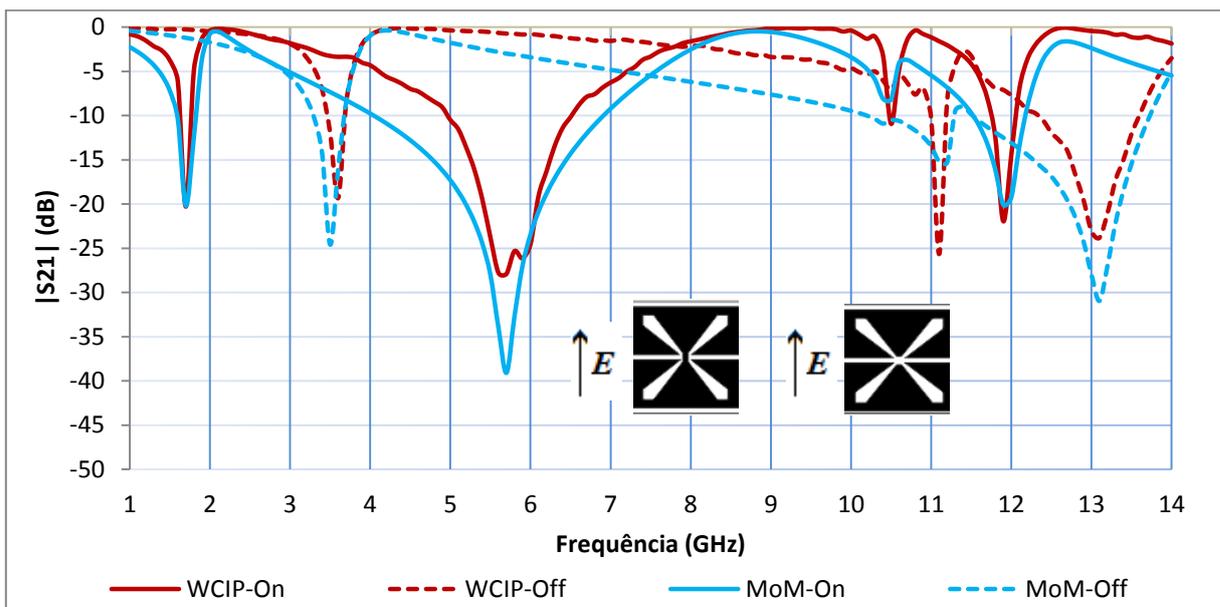


Figura 6.8: Resultados numéricos para as estruturas com bordas, 8 mm × 8 mm, nos estados ligado e desligado, polarizadas na direção y.

6.2. CARACTERIZAÇÃO EXPERIMENTAL

Para validar os resultados numéricos, foram construídos seis protótipos com as mesmas características das FSS simuladas, Figura 6.9, a fim de comparar com os resultados experimentais. Sabendo que $L_x l = L_y l = 8$ mm, tem-se as dimensões e os estados ligado-desligado dos protótipos detalhados a seguir:

- Protótipo 1, Figura 6.9 (a): $Lx2 = Ly2 = 6$ mm ligado;
- Protótipo 2, Figura 6.9 (b): $Lx2 = Ly2 = 6$ mm desligado;
- Protótipo 3, Figura 6.9 (c): $Lx2 = Ly2 = 7$ mm ligado;
- Protótipo 4, Figura 6.9 (d): $Lx2 = Ly2 = 7$ mm desligado;
- Protótipo 5, Figura 6.9 (e): $Lx2 = Ly2 = 8$ mm ligado;
- Protótipo 6, Figura 6.9 (f): $Lx2 = Ly2 = 8$ mm desligado;

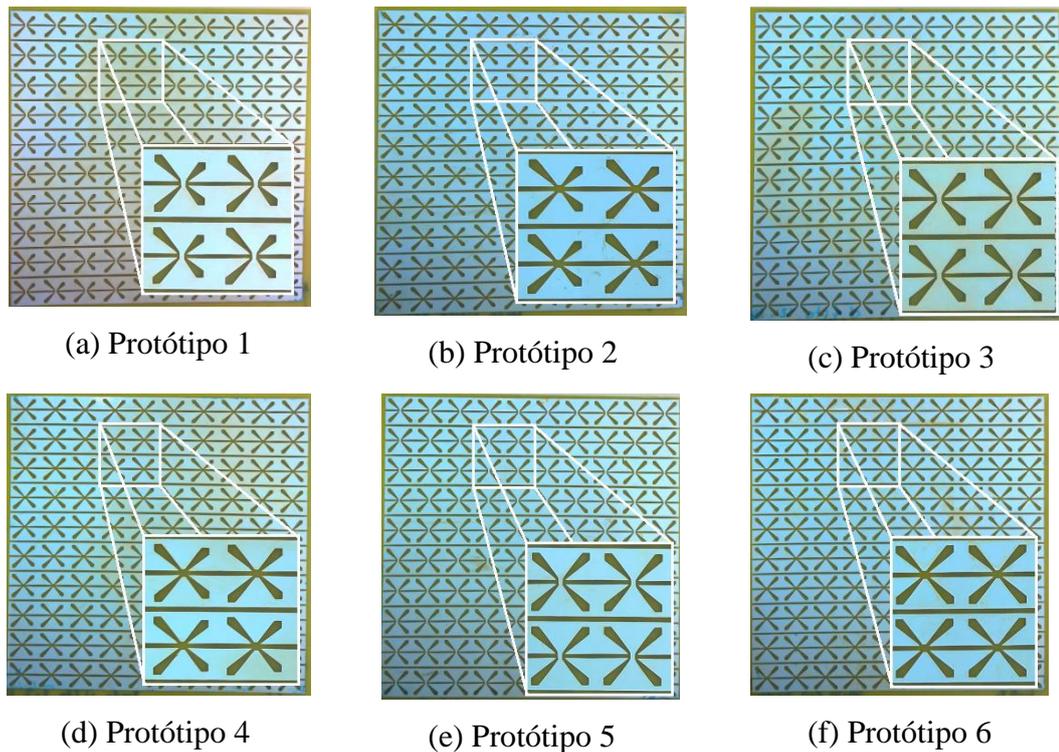


Figura 6.9: Protótipos fabricados com geometria estrela de quatro braços tipo fenda com bordas.

Na Figura 6.10 são comparados os resultados numéricos e experimentais para o coeficiente de transmissão na polarização x , com $Lx2 = Ly2 = 6$ mm, nos estados ligado-desligado, protótipos 1 e 2. Por se tratar de uma estrela de quatro braços assimétrica, seu comportamento não é diferente do que foi apresentado no capítulo 5, com frequência de ressonância de 5,5 GHz para os resultados medidos e 5 GHz para os numéricos. Essa diferença pode ser atribuída às dimensões simuladas numericamente e às limitações das medições.

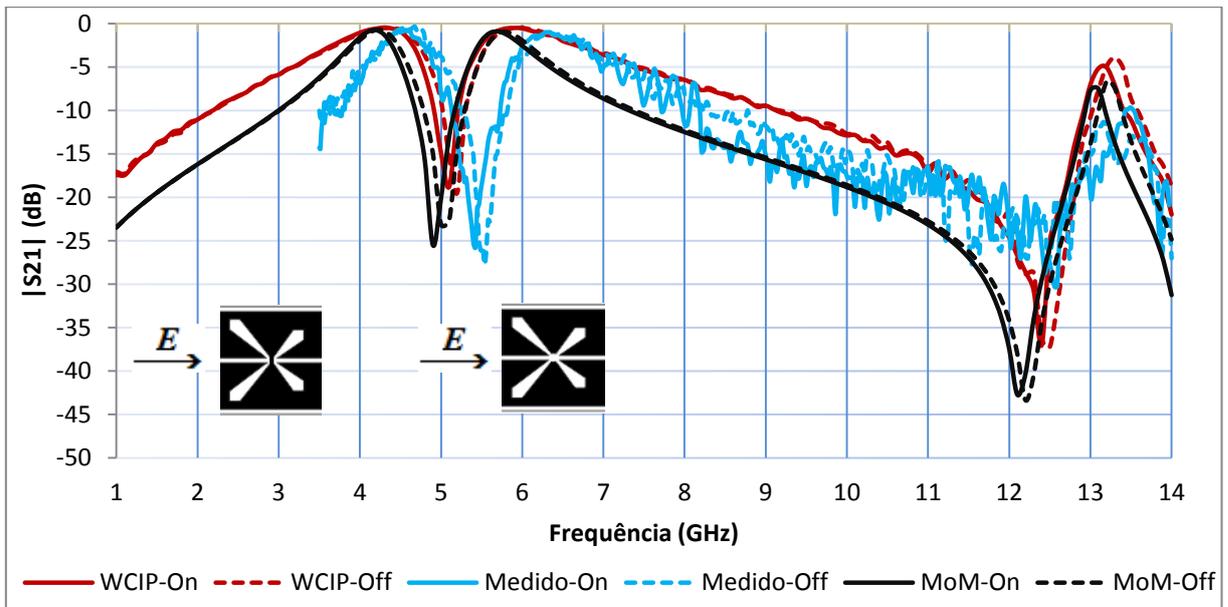


Figura 6.10: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda com bordas $8 \text{ mm} \times 6 \text{ mm}$ na polarização x .

As Figura 6.11 e Figura 6.12 apresentam os resultados numéricos e medidos do coeficiente de transmissão, com polarização na direção y , para a estrutura com $Lx2 = Ly2 = 6 \text{ mm}$, nos estados ligado, *On*, e desligado, *Off*, respectivamente. A primeira ressonância, 1,8 GHz, está fora da faixa de frequência de medição. Para os valores medidos, observa-se uma boa concordância entre os resultados, ainda que nas primeiras ressonâncias percebe-se o mesmo tipo de diferença observado na Figura 6.10.

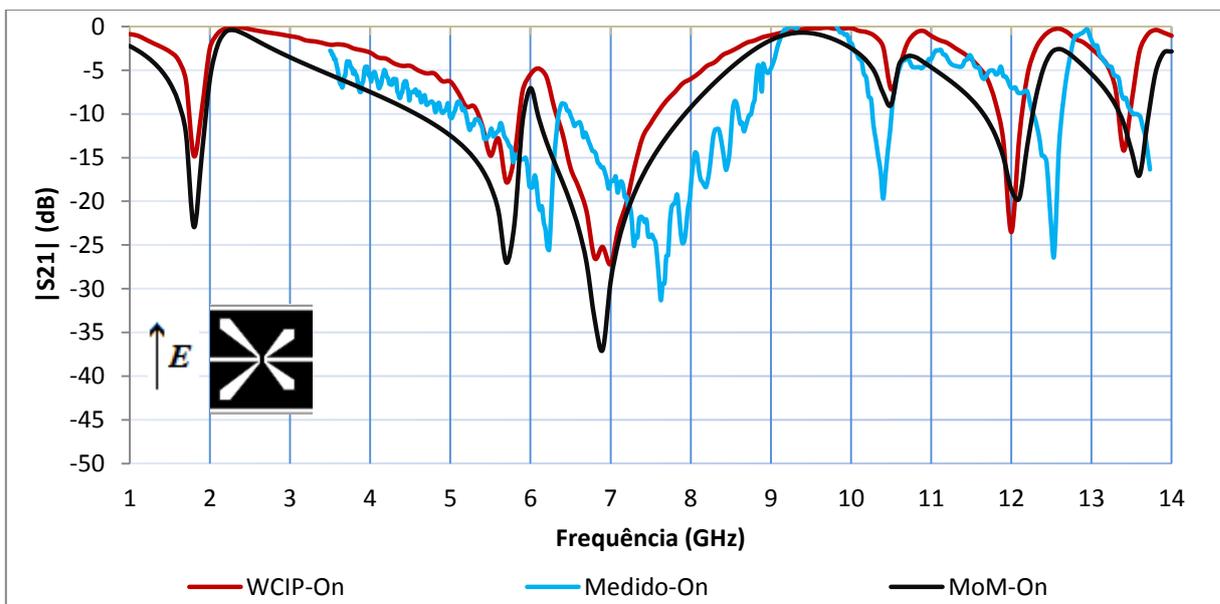


Figura 6.11: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda com bordas, estado ligado, $8 \text{ mm} \times 6 \text{ mm}$ na polarização y .

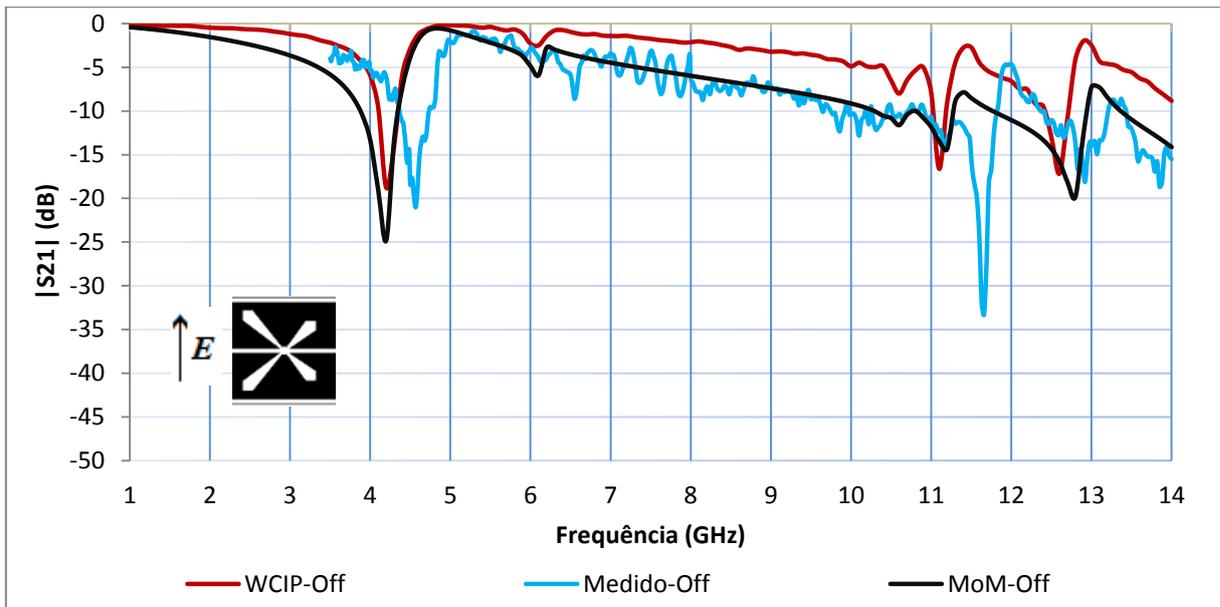


Figura 6.12: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda com bordas, estado desligado, 8 mm × 6 mm na polarização y.

Na Figura 6.13 são comparados os resultados numéricos e experimentais para o comportamento da resposta em frequência dos protótipos 3 e 4, polarizando as estruturas na direção x. Confirma-se que o chaveamento não influencia no comportamento da resposta em frequência, observando-se uma boa concordância entre os resultados numéricos e experimentais. Destaca-se a banda de rejeição entre as bandas passantes, um comportamento que pode ser bastante interessante em determinadas aplicações.

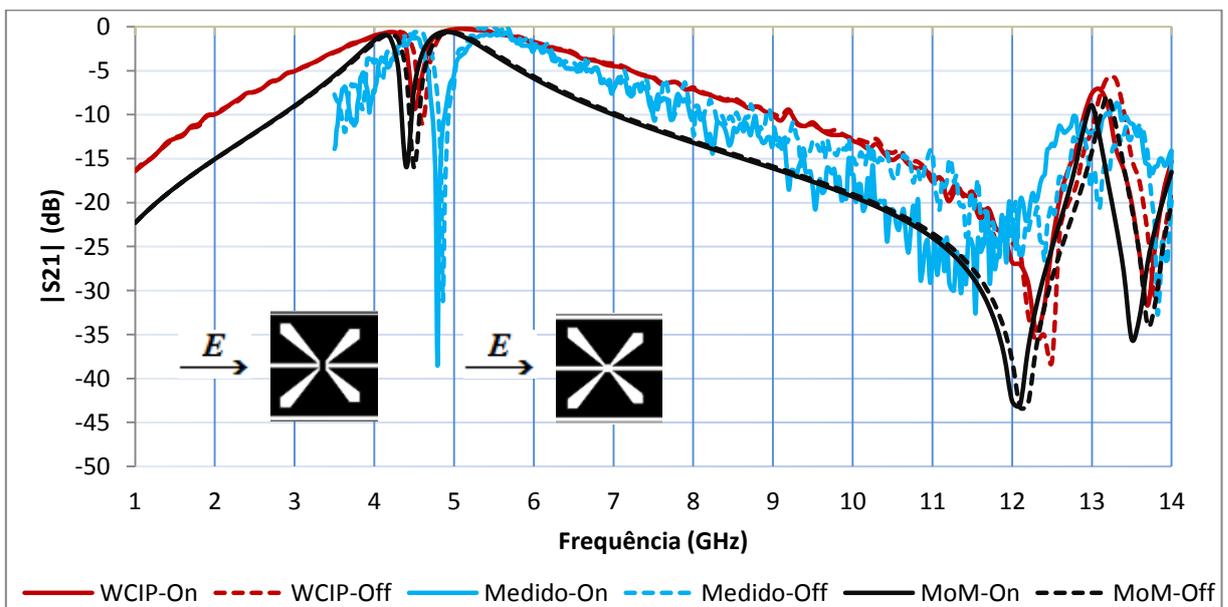


Figura 6.13: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda com bordas 8 mm × 7 mm na polarização x.

As Figura 6.14 e Figura 6.15 apresentam a comparação da caracterização numérica e experimental dos protótipos 3 e 4, respectivamente, polarizados na direção y . Novamente observa-se uma boa concordância entre os comportamentos dos resultados numéricos e experimentais.

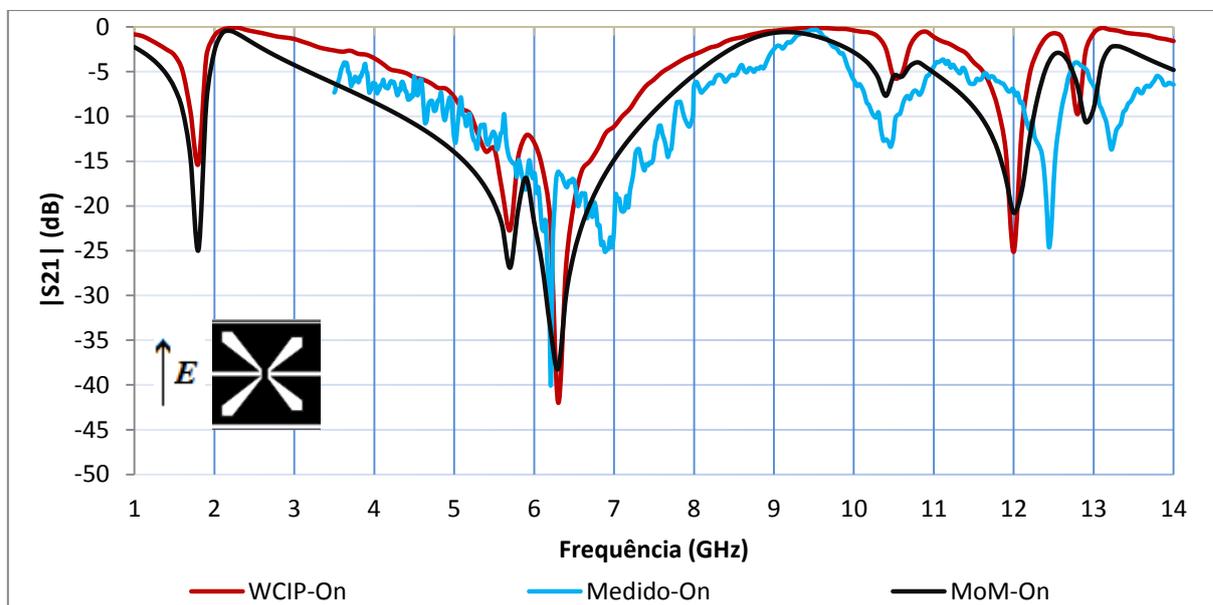


Figura 6.14: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda com bordas, estado ligado, 8 mm \times 7 mm na polarização y .

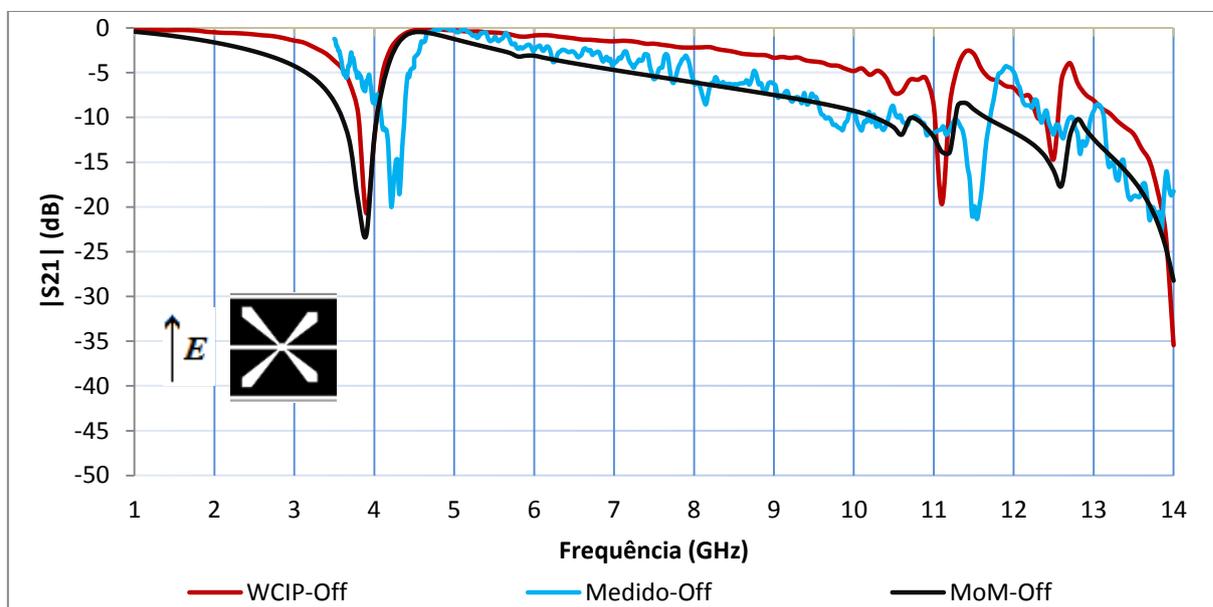


Figura 6.15: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda com bordas, estado desligado, 8 mm \times 7 mm na polarização y .

Na Figura 6.16 são apresentados os resultados numéricos e experimentais para os protótipos 5 e 6, na polarização x . Como previsto, a presença das bordas/fenda, assim como os estados ligado e desligado, praticamente não afetam a resposta em frequência.

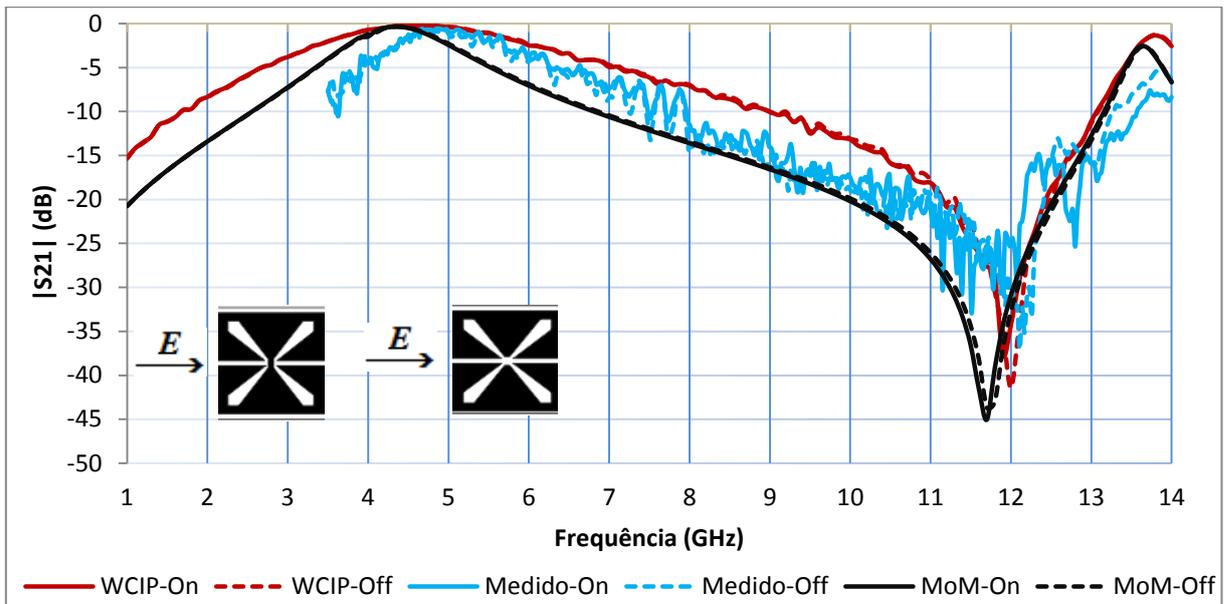


Figura 6.16: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda com bordas 8 mm × 8 mm na polarização x .

Nas Figura 6.17 e Figura 6.18 são apresentados os resultados para os protótipos 5 e 6, polarização y , confirmando as respostas previstas numericamente.

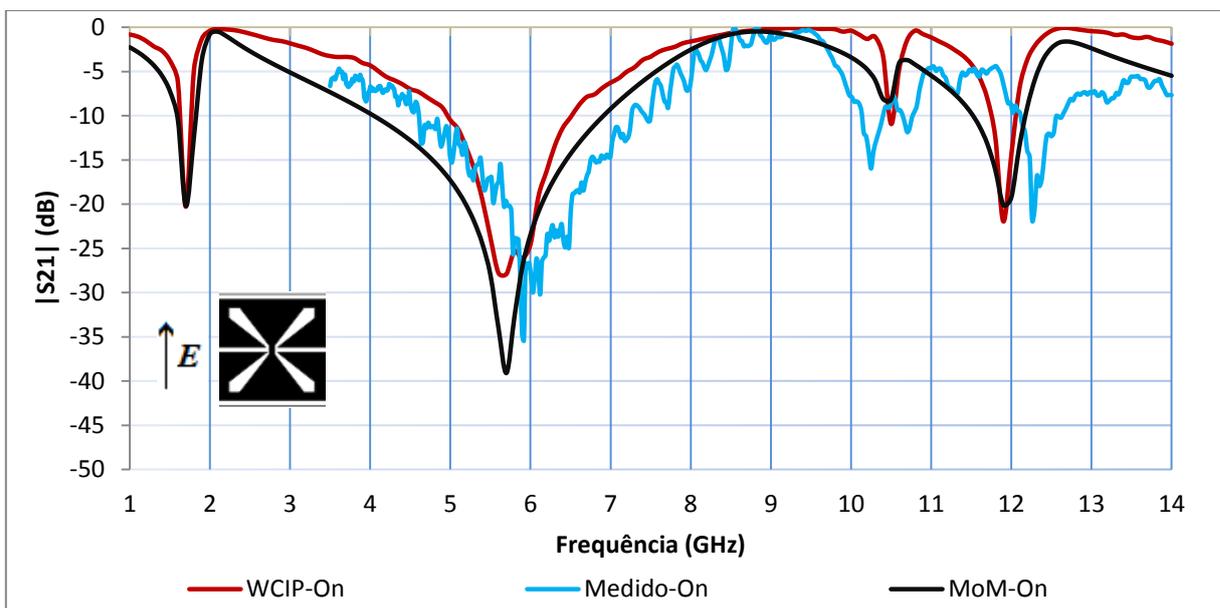


Figura 6.17: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda com bordas, estado ligado, 8 mm × 8 mm na polarização y .

Observa-se nas Figura 6.14 e Figura 6.15, assim como nas Figura 6.17 e Figura 6.18, que as estruturas são comutáveis, em que o estado ligado rejeita a faixa de 5 GHz a 7 GHz e o estado desligado permite a passagem dessa faixa de frequência. Essa característica torna a

estrutura potencialmente interessante, visto que o chaveamento ligado-desligado altera o comportamento da resposta em frequência de uma mesma faixa de operação da estrutura.

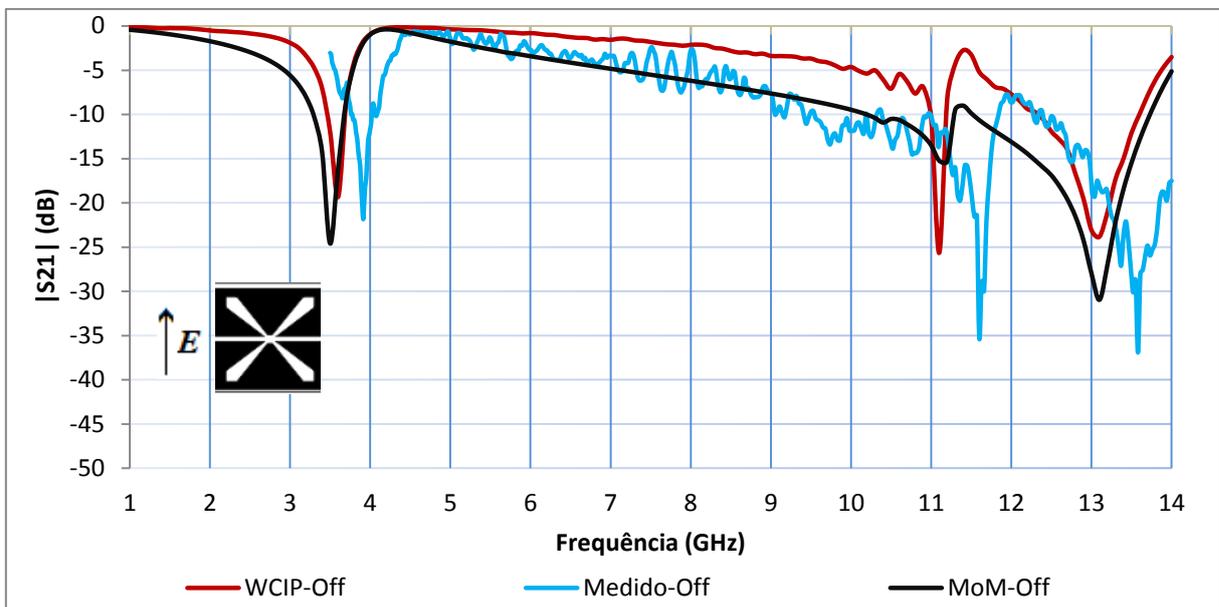


Figura 6.18: Resposta em frequência para a estrela de quatro braços tipo fenda com bordas, estado desligado, 8 mm × 8 mm na polarização y .

Neste capítulo foi apresentada a geometria estrela de quatro braços tipo fenda com bordas, tendo sido discutidos os efeitos das bordas na resposta em frequência e apresentados resultados para as polarizações x e y , estados ligado e desligado. A possibilidade de ajuste da frequência de ressonância, associando as ressonâncias das bordas com as da estrela de quatro braços tipo fenda, assim como a facilidade de incluir os circuitos de polarização, torna a geometria proposta potencialmente atrativa para FSS reconfiguráveis.

Nas Tabelas 6.1 e 6.2 encontram-se o resumo dos valores referentes à frequência de ressonância das FSS dos protótipos com polarizações x e y , respectivamente.

Tabela 6.1: Comparação da frequência de ressonância entre os métodos numéricos e os resultados experimentais para a estrela com bordas, polarização x .

	Prot. 1	Prot. 2	Prot. 3	Prot. 4	Prot. 5	Prot. 6
	(GHz)	(GHz)	(GHz)	(GHz)	(GHz)	(GHz)
WCIP	5,0	5,0	4,5	4,5	4,6	4,6
MoM	4,9	5,0	4,5	4,5	4,4	4,4
Medido	5,5	5,5	4,8	4,8	4,7	4,7

Tabela 6.2: Comparação da frequência de ressonância entre os métodos numéricos e os resultados experimentais para a estrela com bordas, polarização y.

Resultado	Freq. (GHz)	Prot. 1	Prot. 2	Prot. 3	Prot. 4	Prot. 5	Prot. 6
WCIP	Freq. 1	1,8	4,2	1,8	3,9	1,7	3,6
	Freq. 2	5,6	11,1	5,6	11,1	5,6	11,1
	Freq. 3	7,0	-	6,3	-	10,5	13,0
	Freq. 4	10,5	-	10,5	-	12,0	-
	Freq. 5	12,0	-	12,0	-	-	-
	Freq. 6	13,4	-	12,6	-	-	-
MoM	Freq. 1	1,8	4,2	1,8	3,9	1,7	3,6
	Freq. 2	5,6	11,1	5,6	11,1	5,6	11,1
	Freq. 3	7,0	-	6,3	-	10,5	13,0
	Freq. 4	10,5	-	10,5	-	12,0	-
	Freq. 5	12,0	-	12,0	-	-	-
	Freq. 6	13,4	-	12,6	-	-	-
Medido	Freq. 1	-	4,5	-	4,2	-	3,9
	Freq. 2	6,2	11,6	6,3	11,5	5,7	11,6
	Freq. 3	7,6	12,8	10,6	-	10,2	13,6
	Freq. 4	10,4	-	12,4	-	12,2	-
	Freq. 5	12,5	-	13,2	-	-	-
	Freq. 6	-	-	-	-	-	-

7. CONCLUSÕES

Neste trabalho foi apresentada a caracterização da FSS com geometria básica em forma de estrela de quatro braços tipo fenda. Foram consideradas três tipos de estruturas: simétricas, assimétricas e com bordas.

Foram realizadas análises das FSS de forma analítica, numérica e experimental. Referente à modelagem analítica, foi proposta uma equação para o cálculo da primeira frequência de ressonância. Na caracterização numérica, foram obtidos resultados a partir do Método das Ondas e do Método dos Momentos, utilizando os *softwares* WCIP e ANSYS-DESIGNER, respectivamente. Na análise experimental, foi utilizado um *setup* de medição contendo dois pares de antenas corneta padrão e um analisador de redes.

A estrutura estudada obteve característica de filtro passa-faixa, apresentando frequência de ressonância próxima à frequência de ressonância com comportamento rejeita-faixa da geometria estrela de quatro braços com camada de metalização. Além disso, foram avaliados os estados de comutação, a polarização da onda incidente e a influência das bordas na resposta em frequência.

As estruturas simétricas apresentaram uma única frequência de ressonância respectiva às dimensões dos braços do elemento, nos estados ligado e desligado, quando polarizadas no eixo x . Em contrapartida, ao polarizar as estruturas na direção y , observou-se que, para o estado ligado, os braços tornaram-se independentes e a estrutura apresentou uma frequência de ressonância com o valor dobrado em relação à frequência de ressonância da estrutura no estado desligado.

Ao verificar a polarização nas direções x e y das estruturas assimétricas, observou-se mudança no comportamento da resposta em frequência da FSS, em que esta passou a apresentar uma banda de rejeição entre duas bandas passantes, um efeito semelhante a uma resposta tipo *notch*. Além disso, ao analisar a comutação *On-Off*, notou-se que, na presença da fita com camada de metalização, a frequência de ressonância com característica passa-faixa apresentou o dobro do valor da ressonância rejeita-faixa e, na ausência da fita, obteve o mesmo valor, semelhante ao observado nas estruturas simétricas.

Observou-se também nas estruturas assimétricas, que o estado ligado permitiu um comportamento semelhante à superfície seletiva de polarização, em que, na polarização x , a estrutura rejeita a mesma faixa de frequência que permite a passagem quando polarizada na direção y .

Ao inserir as bordas, foram identificadas ressonâncias distintas, relacionadas às bordas e à geometria estrela de quatro braços, tendo sido possível superpor os dois tipos de ressonâncias. Além disso, o estado de comutação ligado e desligado foi claramente observado no comportamento da resposta em frequência, na polarização y , em que, no estado ligado, a estrutura rejeita a mesma faixa de frequência que permite a passagem quando se encontra no estado desligado.

Uma das vantagens do projeto de FSS com geometria estrela de quatro braços é sua flexibilidade. O comprimento dos braços da estrela e o chaveamento ligado, *On*, e desligado, *Off*, podem determinar adequadamente a resposta em frequência que se deseja. Da mesma forma, considerando sua simplicidade, sua estrutura compacta e seu baixo custo, a geometria mostra-se bastante eficiente, colocando-a como uma potencial alternativa para aplicações nos sistemas de comunicação sem fio, além de observar as consideráveis reduções na resposta em frequência sem alterar a área total das células.

De um modo geral, observou-se boa concordância entre as simulações e os resultados caracterizados numericamente pelo Método das Ondas e pelo Método dos Momentos. Entretanto, o Método dos Momentos apresentou melhores resultados para a predição da frequência de ressonância, o que instiga novas investigações ao Método das Ondas.

Dando continuidade a este trabalho, sugere-se a variação das dimensões das bordas assim como a variação das dimensões dos cortes retangulares dos braços da estrela. A incorporação de procedimentos de síntese (algoritmos genéticos, redes neurais, etc.) pode contribuir significativamente na obtenção de respostas em frequência específicas. Outra sugestão como continuidade desta pesquisa é a adequação da formulação do Método das Ondas, WCIP, para melhorar a predição de largura de banda. Além dessas sugestões, propõe-se a implementação real dos pontos de comutação para caracterização dos estados ligado e desligado.

REFERÊNCIAS

- [1] S. C. Vermelho, *Mídias e Linguagens*, Curitiba: IESDE, 2009.
- [2] M. C. Gonzalez, *Publicidade e Propaganda*, Curitiba: IESDE, 2009.
- [3] I. Bragança, *Evolução das Comunicações*, Abrantes, Portugal: apostila, Maio 2009.
- [4] A. Gomes Neto, A. G. D'Assunção Junior, J. C. Silva, I. S. S. Lima, L. C. M. Moura e R. G. G. Carvalho, "Ajuste da resposta em frequência de FSS com geometria estrela de quatro braços," *Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica, Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo - MOMAG2014*, Curitiba, Agosto 2014.
- [5] J. C. Vardaxoglou, *Frequency Selective Surfaces - Analysis and Design*, England: Research Studies Press, 1997.
- [6] A. Edalati e T. A. Denidni, "Frequency selective surfaces for beam-switching applications," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 61, n. 1, pp. 195-200, 2013.
- [7] B. A. Munk, *Frequency Selective Surfaces - Theory and Design*, New York: Wiley, 2000.
- [8] T. K. Wu, *Frequency Selective Surface and Grid Array*, New York: John Wiley & Sons, 1995.
- [9] P. S. Taylor, J. C. Bathelor e E. A. Parker, "A passively switched dual-band circular FSS slot array," *Proc. 2011 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC)*, pp. 648-651, Torino, September 2011.
- [10] 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, Boston, June 2009.
- [11] C. N. Chiu e W. Y. Wang, "A dual-frequency miniaturized-element FSS with closely located resonances," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 163-165, 2013.
- [12] R. Dickie, R. Cahill, V. Fusco, H. S. Gamble e N. Mitchell, "THz frequency selective surface filters for Earth observation remote sensing instruments," *IEEE Transactions on*

- Terahertz Science and Technology*, vol. 1, n. 2, pp. 450-461, 2011.
- [13] A. L. P. S. Campos, *Superfícies Seletivas em Frequência - Análise e Projeto*, Natal: IFRN Editora, 2009.
- [14] S. D. Jang, B. W. Kang e J. Kim, "Frequency selective surface based passive wireless sensor for structural health monitoring," *Smart Materials and Structures*, n. 22, 2013.
- [15] S. Shrestha, M. Balachandran, M. Agarwal, P. V. V e K. Varahramyan, "A chipless RFID sensor system for cyber centric monitoring applications," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, n. 5, pp. 1303-1309, 2009.
- [16] E. S. R. Montalvão, *Uma Proposta de FSS Fractal com Geometria Simplificada*, Dissertação, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Rio Grande do Norte, 2010.
- [17] A. Gomes Neto, J. N. Carvalho, A. N. Silva, H. P. A. Ferreira, L. I. S. S e J. I. Fernandes, "Four arms star: An useful geometry for switchable FSS," *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC)*, Rio de Janeiro, August 2013.
- [18] I. S. S. Lima, *Caracterização de FSS com geometria em forma de estrela de quatro braços*, Dissertação, Mestrado em Engenharia Elétrica, IFPB, João Pessoa, 2014.
- [19] D. Rittenhouse e F. Hopkinson, "An optical problem, proposed by Mr. Hopkinson, and solved by Mr. Rittenhouse," *Transactions of the American Philosophical Society*, vol. 2, pp. 201-206, February 1786.
- [20] T. K. Chang, R. J. Langley e E. A. Parker, "Active frequency selective surfaces," *IEEE Proceedings on Antennas and Propagation*, vol. 143, pp. 62-66, March 1996.
- [21] G. Marconi e C. S. Franklin, "Reflector for use in wireless telegraphy and telephony". USA Patente 1.301.473, April 1919.
- [22] R. Ulrich, "Far-infrared properties of metallic mesh and its complementary structure," *Infrared Physics*, vol. 7, pp. 37-55, March 1967.
- [23] G. I. Kiani, *Passive, active and absorbing frequency selective surfaces for wireless communication applications*, Thesis, Macquaire University, Sidney, 2009.
- [24] H. P. A. Ferreira, *Matrioska: uma proposta de geometria para FSS multibandas*, Dissertação, Mestrado em Engenharia Elétrica, IFPB, João Pessoa, 2014.
- [25] A. N. Silva, *Caracterização de FSS com geometria em forma de U*, Dissertação, Mestrado em Engenharia Elétrica, IFPB, João Pessoa, 2014.
- [26] S. Narayan, K. Prasad, R. U. Nair e R. M. Jha, "A novel EM analysis of cascaded thick

- FSS using mode-matching generalized scattering matrix technique,” *Applied Electromagnetics Conference (AEMC), 2011 IEEE*, pp. 1-4, Kolkata, December 2011.
- [27] M. Bozzi, L. Perregrini, J. Weinzierl e C. Winnewisser, “Efficient analysis of quasi-optical filters by a hybrid MoM/BI-RME method,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, pp. 1054-1064, August 2002.
- [28] 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*, vol. 30, pp. 904-909, January 2003.
- [29] A. L. P. S. Campos, “Estudo da flexibilidade de projeto de superfícies seletivas de frequência,” *Anais do II CONNEPI*, João Pessoa, Novembro 2007.
- [30] M. Gustafsson, A. Karlsson, A. P. P. Rebelo e B. Widenberg, “Design of frequency selective windows for improved indoor outdoor communication,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, pp. 1897-1900, June 2006.
- [31] R. J. Langley e E. A. Parker, “Equivalent circuit model for arrays of square loops,” *Electronics Letters*, vol. 18, pp. 294-296, April 1982.
- [32] R. J. Langley e E. A. Parker, “Double-square frequency-selective surfaces and their equivalent circuit,” *Electronics Letters*, vol. 19, pp. 675-677, August 1983.
- [33] E. S. R. Montalvão e A. Gomes Neto, “Caracterização experimental de FSS sintonizáveis usando anéis com capacitâncias acopladas,” *Anais do III CONNEPI*, Fortaleza, Setembro 2008.
- [34] R. H. C. Maniçoba, *Estudo do acoplamento entre superfícies seletivas de frequência assimétricas em estruturas de multicamadas*, Tese, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2012.
- [35] J. Huang, T. -K. Wu e S. -W. Lee, “Tri-band frequency selective surface with circular ring elements,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, pp. 166-175, March 1994.
- [36] R. Mittra e N. Farah, “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.
- [37] D. Liu e B. Gaucher, *A new multiband antenna for WLAN/Cellular*, Yorktown Heights, NY, 2004.
- [38] R. F. Harrington e J. L. Harrington, *Field Computation by Moment Methods*, Oxford University Press, 1996.

- [39] M. Azizi, H. Aubert e H. Baudrand, "A new iterative method for scattering problems," *25th European IEEE Microwave Conference*, pp. 255-258, Bologna, September 1995.
- [40] M. Titaouine, A. Gomes Neto, H. Baudrand e F. Djahli, "WCIP method applied to active frequency selective surfaces," *Journal of Microwaves and Optoelectronics*, vol. 6, pp. 1-16, June 2007.
- [41] G. Manara, M. A e R. Mittra, "Frequency selective surface design based on genetic algorithm," *Electronics Letters*, vol. 35, pp. 1400-1401, August 1999.
- [42] S. Chakravarty, R. Mittra e N. R. Williams, "On the application of the microgenetic algorithm to the design of broad-band microwave absorbers comprising frequency-selective surfaces embedded in multilayered dielectric media," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, pp. 1050-1059, June 2001.
- [43] Y. Rahmat-Samii e A. N. Tulintseff, "Diffraction analysis of frequency selective reflector antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 41, pp. 476-487, April 1993.
- [44] Antennas for Communications, "Radome Network," AFC, [Online]. Available: <http://www.radome.net/>. [Acesso em 22 Abril 2015].
- [45] Ö. Sağlam, *Design, fabrication and measurement of hybrid frequency selective surface (FSS) radomes*, Thesis, Institute of Engineering and Science of Bilkent University , Ankara, Turquia, 2009.
- [46] A. L. P. d. S. Campos, A. G. D'Assunção e M. A. B. Melo, "Aplicação de superfícies seletivas de frequência em radomes dielétricas para antenas de microondas," em *XIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, Fortaleza, Setembro 2001.
- [47] Y. E. Erdelim, S. K. R. A. Gilbert, D. Wright e J. L. Volakis, "Frequency selective surfaces to enhance performance of broad-band reconfigurable arrays," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 50, n. 12, pp. 1716-1726, 2002.
- [48] I. F. Costa, *Antenas e superfícies seletivas de frequência reconfiguráveis para sistemas de comunicação sem fio*, Dissertação, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2009.
- [49] V. P. Silva Neto, "Monopolo de microfita reconfigurável para aplicações em sistemas de comunicações sem fio," *XXI Congresso de Iniciação Científica, 2010, Natal*, vol. 1, p. 92, 2010.
- [50] U. Rafique, G. I. Kiani, M. M. Ahmed e S. Habib, "Frequency selective surface absorber for WLAN security," em *European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*,

- Roma, 2011.
- [51] Ultra Downloads, “Papel de parede impede que vizinhos acessem a sua rede sem fio,” Canaltech, 13 Maio 2012. [Online]. Available: <http://canaltech.com.br/noticia/internet/Papel-de-parede-impede-que-vizinhos-acessem-sua-rede-sem-fio/>. [Acesso em 22 Abril 2015].
- [52] M. Titaouine, N. Raveu, A. Gomes Neto e H. Baudrand, “The WCIP Method: theory and applications,” *Nova Science Publishers - Advances in Engineering Research*, vol. 6, pp. 143-176, New York, 2013.
- [53] A. J. R. Serres, *Aplicação do método iterativo baseado no conceito de ondas (WCIP) na análise de antenas e circuitos planares multicamadas*, Tese, Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, 2011.
- [54] A. G. D'Assunção Junior, *Análise de circuitos integrados e de superfícies seletivas de frequência pelo método iterativo das ondas para aplicações nas faixas de micro-ondas e de terahertz*, Tese, Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, 2011.
- [55] R. S. N’Ongo e H. Baudrand, “Applications of wave concept iterative procedure,” em *Microwave Theory & Tech*, 1999, pp. 187-197.
- [56] A. Gomes Neto, “Introdução ao Método das Ondas - Processo Iterativo,” CAPES, Toulouse, 2005.
- [57] A. Gomes Neto e J. I. Fernandes, “Análise numérica do efeito do corte triangular em motivos retangulares de FSS,” Projeto PIBITI, Edital n° 04/2011, IFPB, 2011.
- [58] A. Gomes Neto e J. I. Fernandes, “Caracterização experimental do efeito do corte triangular em motivos retangulares de FSS,” Projeto PIBITI, Edital n° 09/2012, IFPB, 2011.
- [59] M/A-COM Technology Solutions, “MA4FCP305,” [Online]. Available: <http://www.macomtech.com/DataSheets/MA4FCP305.pdf>. [Acesso em 17 Maio 2015].
- [60] R. Simons, *Coplanar Waveguide Circuits, Components and Systems*, Ohio: John Wiley & Sons, 2001.
- [61] AppCAD, [Online]. Available: <http://www.hp.woodshot.com>. [Acesso em 4 Maio 2015].
- [62] Microwaves101, [Online]. Available: <http://www.microwaves101.com/encyclopedia/calcpw.cfm>. [Acesso em 4 Maio 2015].
- [63] ANSYS, [Online]. Available: <http://www.ansys.com/>.
- [64] H. G. Booker, “Slot aeriels and their relation to complementary wire aeriels,” *Journal of*

-
- the Institution of Electrical Engineers - Part III A*, pp. 620-626, 1946.
- [65] E. C. Jordan e K. G. Balmain, *Electromagnetic Waves and Radiating Systems*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1968.
- [66] M. O. Sadiku, *Numerical Techniques in Eletromagnetics*, 2^a ed., New York: CRC Press, 2001, pp. 298-370.
- [67] A. Casimiro, V. Lopes e F. Emídio, *Método dos Momentos*, Algarve: Faculdade de Ciência e Tecnologia, Universidade do Algarve, Portugal.

APÊNDICE

MÉTODO DOS MOMENTOS, MoM

Os métodos numéricos apesar de apresentarem uma solução aproximada, são suficientes para análise da maioria dos problemas eletromagnéticos em engenharia. Exemplo de um método consolidado nas pesquisas em eletromagnetismo é o Método dos Momentos (*Method of Moments* - MoM).

O MoM é uma ferramenta de modelamento numérico para resolução de equações integrais complexas, onde a redução destas equações forma um sistema de equações lineares simples. Este método utiliza uma técnica conhecida por método dos resíduos ponderados, correlacionada ao próprio método dos momentos [66], [67].

As técnicas de resíduos ponderados estabelecem um conjunto de funções de base com um ou mais parâmetros variáveis. Os resíduos são uma medida da diferença entre a solução de base e a solução real. Os parâmetros variáveis são determinados de forma a garantir uma melhor aproximação das funções de base, com objetivo de minimizar os resíduos. A situação ideal seria a determinação de uma função de base que tornaria o resíduo nulo, porém, na prática nem sempre isto é possível. De forma geral, este método é a divisão da estrutura, ou de um domínio, em vários segmentos, ou subdomínios, em que se calcula o valor da corrente multiplicado por um vetor que descreve o próprio segmento em questão (comprimento e direção) para cada um dos segmentos.

Assim, considera-se uma equação não homogênea apresentada em (A.1).

$$L(f) = g \tag{A.1}$$

Em que L é um operador linear, g é uma função conhecida e f é a função a ser encontrada. Ao expandir a função f em uma série de funções conhecidas f_1, f_2, \dots, f_n no domínio de L , obtém-se a equação (A.2).

$$f = \sum_n \alpha_n f_n \tag{A.2}$$

Sendo α_n constantes e as funções f_n denominadas por funções de base ou de expansão. Logo, f pode ser um somatório finito, na obtenção de uma solução aproximada, ou pode ser um conjunto de somatório infinito, para soluções exatas. Utilizando a linearidade de L , obtém-se em (A.3):

$$L(f) = L\left(\sum_n \alpha_n f_n\right) = \sum_n \alpha_n L(f_n) = g \quad (\text{A.3})$$

Através de (A.3), pode-se concluir que as incógnitas são os escalares α_n . Considerando a solução aproximada, verifica-se que a resolução da equação não é possível, pois, com N funções de base, a quantidade de incógnitas (N) é maior do que a de equações. Assim, para determinar as grandezas escalares α_n , efetua-se o produto escalar com um conjunto de funções conhecidas w_m denominadas por funções de teste ou peso. Portanto, para cada função de teste w_m , têm-se as equações (A.4) e (A.5):

$$\langle g, w_m \rangle = \left\langle \sum_n \alpha_n L(f_n), w_m \right\rangle \leftrightarrow \quad (\text{A.4})$$

$$\sum_n \alpha_n \langle w_m, L(f_n) \rangle = \langle w_m, g \rangle \quad (\text{A.5})$$

$$m = 1, 2, 3, \dots$$

Desenvolvendo o somatório, pela quantidade de funções de teste, podem-se escrever as equações num sistema de equações do tipo:

$$\begin{array}{l} m = 1 \\ m = 2 \\ \vdots \end{array} \left\{ \begin{array}{l} \alpha_1 \langle w_1, L(f_1) \rangle + \dots = \langle w_1, g \rangle \\ \alpha_1 \langle w_2, L(f_1) \rangle + \dots = \langle w_2, g \rangle \\ \vdots \end{array} \right. \quad (\text{A.6})$$

Na forma matricial, este conjunto pode ser escrito como:

$$\begin{bmatrix} \langle w_1, Lf_1 \rangle & \langle w_1, Lf_2 \rangle & \dots \\ \langle w_2, Lf_1 \rangle & \langle w_2, Lf_2 \rangle & \dots \\ \dots & \dots & \dots \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \langle w_1, g \rangle \\ \langle w_2, g \rangle \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

Ou seja,

$$[l_{mn}] \cdot [\alpha_n] = [g_m] \quad (\text{A.8})$$

Em que,

$$l_{mn} = \langle w_m, Lf_n \rangle \quad (\text{A.9})$$

$$g_m = \langle w_m, g \rangle \quad (\text{A.10})$$

Se a matriz $[l]$ for não singular, sua inversa existe e os escalares α_n são dados por:

$$[\alpha_n] = [l_{mn}]^{-1} \cdot [g_m] \quad (\text{A.11})$$

e a solução de f dada por (A.2). Portanto, definindo a matriz de funções:

$$[\tilde{f}_n] = [f_1 \quad f_2 \quad f_3 \quad \dots] \quad (\text{A.12})$$

conclui-se que a solução do método é finalmente definida por

$$f = [\tilde{f}_n] \cdot [\alpha_n] = [\tilde{f}_n] \cdot [l_{mn}]^{-1} \cdot [g_m] \quad (\text{A.13})$$

Além disso, a escolha das funções de base, representadas por (A.12) é de grande importância. Existem diversas funções que podem ser aplicadas na solução do método, porém existem regras na determinação das mesmas, que terminam limitando em grande número a quantidade de funções que podem ser utilizadas a cada problema. As funções de base são divididas em:

- **Funções de Base de Subdomínio** – São as funções mais utilizadas. Suas funções são diferentes de zero apenas em subdomínios de f , e não implicam no conhecimento prévio da resposta a ser encontrada.
- **Funções de Base de Domínio Inteiro** – São funções diferentes de zero em todo o domínio de f . São pouco utilizadas, pois a sua aplicação requer o conhecimento prévio da resposta da estrutura que se deseja analisar. Logo, sua utilização é mais frequente em aplicações didáticas.