

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS
Escola de Engenharia
Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica

Guilherme Lopes de Figueiredo Brandão

**PROJETO E ANÁLISE DE METASUPERFÍCIES CONDUTORAS
MAGNÉTICAS ARTIFICIAIS UTILIZANDO CONDIÇÕES DE
CONTORNO GENERALIZADAS**

Belo Horizonte
2022

Guilherme Lopes de Figueiredo Brandão

**PROJETO E ANÁLISE DE METASUPERFÍCIES CONDUTORAS
MAGNÉTICAS ARTIFICIAIS UTILIZANDO CONDIÇÕES DE
CONTORNO GENERALIZADAS**

Versão final

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito parcial para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Elson José da Silva
Coorientadora: Úrsula do Carmo Resende

Belo Horizonte
2022

S817p

Brandão, Guilherme Lopes de.

Projeto e análise de metasuperfícies condutoras magnéticas artificiais utilizando condições de contorno generalizadas [recurso eletrônico] /

Guilherme Lopes de Figueiredo Brandão. - 2022.

1 recurso online (100 f. : il., color.) : pdf.

Orientador: Elson José da Silva.

Coorientadora: Úrsula do Carmo Resende.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

Bibliografia: f. 95-100.

Exigências do sistema: Adobe Acrobat Reader.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Antenas (Eletrônica) - Teses.
3. Eletromagnetismo- Teses. I. Silva, Elson José da. II. Resende, Úrsula do Carmo. III. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. IV. Título.

CDU: 621.3(043)



UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS
ESCOLA DE ENGENHARIA
COLEGIADO DO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

FOLHA DE APROVAÇÃO

"Projeto e Análise de Metasuperfícies Condutoras Magnéticas Artificiais Utilizando Condições de Contorno Generalizadas"

GUILHERME LOPES DE FIGUEIREDO BRANDAO

Tese de Doutorado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica. Aprovada em 23 de novembro de 2022. Por:

Prof. Dr. Elson José da Silva
DEE (UFMG) - Orientador

Prof. Dra. Ursula do Carmo Resende
Departamento de Engenharia Elétrica (CEFET-MG)

Prof. Dr. Marco Aurélio de Oliveira Schroeder
Departamento de Engenharia Elétrica (UFSJ)

Prof. Dr. Sandro Trindade Mordente Goncalves
Departamento de Engenharia Elétrica (CEFET-MG)

Prof. Dr. Ricardo Luiz da Silva Adriano
(UFMG)

Prof. Dr. Diogo Batista de Oliveira
(UFMG)

Belo Horizonte, 23 de novembro de 2022.



Documento assinado eletronicamente por **Elson Jose da Silva, Professor do Magistério Superior**, em 24/11/2022, às 14:06, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020.

Documento assinado eletronicamente por **Marco Aurélio de Oliveira Schroeder, Usuário Externo**, em 25/11/2022, às 10:05, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do



Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020.



Documento assinado eletronicamente por **Ricardo Luiz da Silva Adriano, Professor do Magistério Superior**, em 25/11/2022, às 11:11, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020.



Documento assinado eletronicamente por **Diogo Batista de Oliveira, Professor do Magistério Superior**, em 25/11/2022, às 14:05, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020.



Documento assinado eletronicamente por **Sandro Trindade Mordente Gonçalves, Usuário Externo**, em 25/11/2022, às 14:44, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020.



Documento assinado eletronicamente por **Ursula do Carmo Resende, Usuária Externa**, em 25/11/2022, às 15:15, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020.



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://sei.ufmg.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **1909916** e o código CRC **150305E2**.

Agradecimentos

Eu agradeço, primeiramente, a Deus, por me proporcionar fé, esperança, saúde e paciência, para realização deste trabalho.

Agradeço à minha esposa Andressa pelo amor, companheirismo, incentivo, pela compreensão e por estar sempre ao meu lado. Você é parte fundamental para a realização de mais este passo.

Agradeço à minha família, pelo amor incondicional, pelo apoio e incentivo em todas as decisões e momentos da minha vida. Muito obrigado à minha mãe, Margarete; ao meu pai, Brandão; ao meu irmão, Leonardo. Agradeço, também, à Alessandra, Argentina e Edivar, pelo apoio de sempre.

Minha gratidão aos meus orientadores Elson e Úrsula, pelo profissionalismo, pela paciência, compreensão, confiança e pelo conhecimento (não só técnico) compartilhado ao longo de toda a pesquisa.

Não poderia deixar de agradecer a todos os meus amigos e colegas de laboratório, que fizeram essa trajetória mais leve e descontraída.

Um agradecimento especial à Selhe, por ser um excelente espelho e me fazer compreender melhor as nuances da vida.

Agradeço a todos da UFMG e do CEFET, por me propiciarem conhecimento, infraestrutura e suporte, bem como ao CNPq pelo suporte financeiro para o desenvolvimento desse trabalho.

“A tarefa não é tanto ver aquilo que ninguém viu, mas pensar o que ninguém ainda pensou sobre aquilo que todo mundo vê.”
(Arthur Schopenhauer, p. 156-157, Sobre a filosofia e seu método)

Resumo

Estruturas bidimensionais cujas características podem ser projetadas para alcançar propriedades eletromagnéticas vantajosas e não usuais são denominadas metasuperfícies. Estas estruturas possuem diversas aplicações no controle de ondas eletromagnéticas e, dentre elas, as metasuperfícies condutoras magnéticas artificiais (*Artificial Magnetic Conductors* - AMC) têm sido bastante utilizadas, principalmente, no contexto de antenas. O projeto destas estruturas utiliza, comumente, métodos baseados em expressões analíticas ou aplicação de técnicas de otimização, levando a limitações em termos de flexibilidade de geometrias e custo computacional, respectivamente. Tais limitações também ocorrem na análise de desempenho da metasuperfície uma vez que o método convencional de cálculo dos parâmetros de caracterização depende da simulação computacional das diversas condições de incidência. Este trabalho apresenta a aplicação das condições de contorno generalizadas (*Generalized Boundary Conditions* - GBCs) no projeto e análise de metasuperfícies AMC, visando reduzir as limitações apresentadas pelos métodos convencionais, a partir da representação da superfície eletromagnética pelas susceptibilidades elétrica e magnética superficiais. Para isto são apresentados os principais conceitos relacionados aos condutores magnéticos artificiais e às GBCs, bem como a descrição dos passos e equações necessárias para aplicação do método no projeto e análise das estruturas. A funcionalidade do método de projeto proposto na obtenção de AMCs com quatro geometrias diferentes de espalhadores metálicos (quadrado, anel quadrado, cruz de Jerusalem e fractal Tapete de Sierpinski), é avaliada em dois estudos de caso com substratos dielétricos diferentes utilizando o *software* comercial *High Frequency Structure Simulator* - HFSS para simulação, apresentando custo computacional reduzido e comportamento AMC em todos os casos analisados. Adicionalmente, é avaliado o desempenho das AMCs projetadas quanto a largura de banda de operação, estabilidade angular e de polarização, e como refletores de antena impressa. Apresenta-se, também, o desenvolvimento das equações que relacionam os parâmetros de caracterização das AMCs com as susceptibilidades superficiais do modelo GBCs, possibilitando uma avaliação qualitativa e quantitativa da metasuperfície de maneira rápida.

Palavras-chave: Condutoras magnéticas artificiais. Condições de contorno generalizadas. Metasuperfícies. Susceptibilidades superficiais.

Abstract

Two-dimensional structures whose characteristics can be designed to obtain advantageous and unusual electromagnetic properties are called metasurfaces. These structures have several applications in the control of electromagnetic waves and among them artificial magnetic conductor (AMCs) metasurfaces have been widely used, especially in the context of antennas. These structures are commonly designed using methods based on analytical expressions or optimization techniques, leading to limitations in terms of flexibility of geometries and computational cost, respectively. Such limitations also occur in metasurface performance analysis, since the conventional method of calculating the characterization parameters depends on computer simulation of the various incidence conditions. This work presents the application of the generalized boundary conditions (GBCs) in the design and analysis of AMC metasurfaces, aiming to reduce the limitations presented by conventional methods, from the representation of the electromagnetic surface by the superficial electric and magnetic susceptibilities. For this purpose, the main concepts related to the artificial magnetic conductors and the GBCs are presented, as well as the description of the steps and equations necessary to apply the method in the design and analysis of AMC metasurfaces. The functionality of the proposed design method in obtaining AMCs with four different metallic scatterers geometries (square, square ring, Jerusalem cross and Sierpinski Carpet fractal), is evaluated in two cases with different dielectric substrates using the commercial software High Frequency Structure Simulator - HFSS for simulation, presenting reduced computational cost and AMC behavior in all analysed cases. In addition, the performance of the designed AMCs is evaluated for operating bandwidth, angular and polarization stability, and as printed antenna reflectors. The development of equations that relate the characterization parameters of the AMCs to the surface susceptibilities of the GBCs model is also presented, enabling a qualitative and quantitative metasurface evaluation in a fast way.

Keywords: Artificial magnetic conductors. Generalized boundary conditions. Metasurfaces. Surface susceptibilities.

Lista de Ilustrações

Figura 1 – Funcionalidades das metasuperfícies: a)-b) superfície seletiva de frequências (FSS), c) condutor magnético artificial (AMC), d) absorvedores perfeitos banda estreita, e)-g) polarizadores, h) antena <i>leaky-wave</i> , i) <i>transmitarray</i> , j) <i>reflectarray</i> , k) lente de Luneburg e l) holograma.	23
Figura 2 – Interferências causadas por superfícies PEC posicionadas a distâncias menores ou iguais a $\lambda/4$ da antena, e HIS posicionadas a distâncias $\ll \lambda$	28
Figura 3 – Características medidas da metasuperfície HIS com célula unitária <i>mushroom</i>	29
Figura 4 – Representação genérica da resposta de fase de uma metasuperfície AMC destacando-se os principais pontos de frequência e a largura de banda de operação AMC.	30
Figura 5 – Classificação em grupos dos elementos típicos que constituem uma FSS.	31
Figura 6 – Modelo de linha de transmissão de uma metasuperfície AMC.	32
Figura 7 – Exemplo de análise paramétrica de uma metasuperfície AMC com célula unitária não-convencional.	34
Figura 8 – Exemplo de otimização de uma metasuperfície AMC com célula unitária não-convencional.	35
Figura 9 – Influência da variação angular das metasuperfícies AMC na aplicação de redução de RCS.	36
Figura 10 – Análise de estabilidade angular e polarização de uma metasuperfície AMC com e sem componentes discretos.	38
Figura 11 – Classificação de superfícies eletromagnéticas pela topologia dos elementos e pela quantidade de camadas.	40
Figura 12 – Representação da incidência de onda plana, com polarizações TE e TM, sobre uma superfície eletromagnética periódica, <i>subwavelength</i> e homogênea disposta no espaço livre.	44
Figura 13 – Modelos de circuitos de uma superfície eletromagnética.	47
Figura 14 – Composição da antena <i>reflectarray</i> apresentada em (LIU et al., 2018).	47
Figura 15 – Diagrama de blocos do método de análise de <i>reflectarrays</i> proposto por (LIU et al., 2018).	48
Figura 16 – Comparação dos resultados obtidos pela aplicação das GBCs e da simulação computacional da célula unitária completa, na caracterização do coeficiente de reflexão de uma antena <i>reflectarray</i>	50

Figura 17 – Diagrama de blocos do método proposto de projeto de AMCs <i>single-band</i> utilizando GBCs.	54
Figura 18 – Configuração padrão do Algoritmo Genético de Busca Aleatória do <i>software</i> HFSS utilizada para otimização das geometrias dos espalhadores metálicos da AMC.	55
Figura 19 – Resposta da impedância Z_d em função da frequência, para os substratos dielétricos aterrados dos casos #1 e #2.	57
Figura 20 – Análise paramétrica das susceptibilidades superficiais de um espalhador metálico quadrado, variando-se o lado a da geometria.	58
Figura 21 – Comparação das respostas de fase das metasuperfícies AMC, com espalhadores metálicos quadrados obtidas a partir dos métodos de linha de transmissão, otimização e GBCs, para os casos #1 e #2.	59
Figura 22 – Geometria de espalhadores metálicos compostos por anel quadrado, cruz de Jerusalem e tapete de Sierpinski.	61
Figura 23 – Comparação das respostas de fase das metasuperfícies AMC, com espalhadores metálicos no formato de anel quadrado, cruz de Jerusalem e tapete de Sierpinski, obtidas a partir das GBCs, para os casos #1 e #2.	62
Figura 24 – Análise da variação de Z_{patch} , χ_{ee} e χ_{mm} com relação à frequência, para os espalhadores metálicos projetados utilizando GBCs, para os casos #1 e #2.	63
Figura 25 – Análise da variação de Z_d com relação à θ e à polarização, na frequência f_0	65
Figura 26 – Análise da variação de Z_{patch} com relação à θ , para polarização TE, na frequência f_0	66
Figura 27 – Análise de estabilidade angular e de polarização das AMCs projetadas utilizando GBCs, para o caso #1.	67
Figura 28 – Análise de estabilidade angular e de polarização das AMCs projetadas utilizando GBCs, para o caso #2.	68
Figura 29 – Geometria da antena monopolo com alimentação CPW.	69
Figura 30 – Parâmetro S_{11} e diagrama de radiação (vermelho plano E e azul plano H) da antena monopolo com alimentação CPW.	70
Figura 31 – Vista superior e lateral do modelo computacional no HFSS contendo a antena monopolo com alimentação CPW e as metasuperfícies AMC.	71
Figura 32 – Análise da variação do parâmetro S_{11} da antena monopolo com alimentação CPW sobre metasuperfície AMC com espalhadores em formato quadrado.	72

Figura 33 – Análise da variação do parâmetro S_{11} da antena monopolo com alimentação CPW sobre metasuperfície AMC com espalhadores em formato de cruz de Jerusalem.	72
Figura 34 – Diagramas de radiação (vermelho plano E e azul plano H) do conjunto antena monopolo com alimentação CPW mais metasuperfície AMC com espalhadores em formato quadrado e cruz na frequência f_0 . . .	73
Figura 35 – Diagrama de blocos do método proposto para análise de AMCs utilizando GBCs.	79
Figura 36 – Geometria de espalhador quadrado composto pela 2ª iteração do fractal de Minkowski.	80
Figura 37 – Respostas de fase obtidas através de simulação <i>fullwave</i> das metasuperfícies AMC projetadas utilizando GBCs, considerando o caso #A.	81
Figura 38 – Respostas de fase obtidas através de simulação <i>fullwave</i> das metasuperfícies AMC projetadas utilizando GBCs, considerando o caso #B.	82
Figura 39 – Análise da variação de χ_{ee} e χ_{mm} com relação à frequência para os espalhadores metálicos projetados utilizando GBCs considerando o caso #A.	83
Figura 40 – Análise da variação de χ_{ee} e χ_{mm} com relação à frequência para os espalhadores metálicos projetados utilizando GBCs considerando o caso #B.	84
Figura 41 – Análise da variação dos erros de f_0 e BW com relação aos ângulos de incidência para as polarizações TE e TM considerando o caso #A.	87
Figura 42 – Análise da variação dos erros de f_0 e BW com relação aos ângulos de incidência para as polarizações TE e TM considerando o caso #B.	88

Lista de Tabelas

Tabela 1 – Parâmetros dos substratos dielétricos utilizados.	56
Tabela 2 – Lado a (em mm) do espalhador metálico quadrado obtido por cada método comparado.	58
Tabela 3 – Resultados obtidos da metasuperfície AMC com espalhador metálico quadrado, obtida por cada método de projeto para o caso #1. . . .	59
Tabela 4 – Resultados obtidos da metasuperfície AMC com espalhador metálico quadrado, obtida por cada método de projeto para o caso #2. . . .	59
Tabela 5 – Parâmetros geométricos (em mm) dos espalhadores metálicos em forma de anel quadrado, cruz de Jerusalem e tapete de Sierpinski, obtidos pela aplicação das GBCs.	61
Tabela 6 – Resultados obtidos das metasuperfícies AMC, com espalhadores metálicos nos formatos de anel quadrado, cruz de Jerusalem e tapete de Sierpinski, para os casos #1 e #2.	62
Tabela 7 – Parâmetros de análise de estabilidade das metasuperfícies AMC com espalhadores metálicos nos formatos de quadrado, anel quadrado, cruz de Jerusalem e tapete de Sierpinski para os casos #1 e #2. . . .	66
Tabela 8 – Parâmetros geométricos (em mm) da antena monopolo com alimentação CPW com frequência de ressonância em 2,45 GHz.	70
Tabela 9 – Parâmetros dos substratos dielétricos utilizados na etapa de análise de AMCs.	80
Tabela 10 – Parâmetros geométricos (em mm) dos espalhadores metálicos em forma de quadrado, anel quadrado, cruz de Jerusalem e fractal de Minkowski, obtidos pela aplicação das GBCs considerando o caso #A.	83
Tabela 11 – Parâmetros geométricos (em mm) dos espalhadores metálicos em forma de quadrado, anel quadrado, cruz de Jerusalem e fractal de Minkowski, obtidos pela aplicação das GBCs considerando o caso #B.	83
Tabela 12 – Comparação de f_0 e BW obtidos pela análise gráfica da simulação FW e pelas expressões do modelo GBCs, a partir do EMR e do s calculados, considerando o caso #A.	85
Tabela 13 – Comparação de f_0 e BW obtidos pela análise gráfica da simulação FW e pelas expressões do modelo GBCs, a partir do EMR e do s calculados, considerando o caso #B.	86
Tabela 14 – Comparação dos parâmetros de estabilidade angular e de polarização das metasuperfícies AMC, obtidos pela análise gráfica da simulação FW e pelas expressões do modelo GBCs, considerando o caso #A.	86

Tabela 15 – Comparação dos parâmetros de estabilidade angular e de polarização das metasuperfícies AMC, obtidos pela análise gráfica da simulação FW e pelas expressões do modelo GBCs, considerando o caso #B. 87

Lista de Abreviaturas e Siglas

AMC	<i>Artificial Magnetic Conductor</i> - Condutor Magnético Artificial
CC	Custo computacional
CPW	<i>Coplanar Waveguide</i> - Guia de onda coplanar
DNG	<i>Double Negative</i> - Duplo-Negativo
EBG	<i>Electromagnetic Band Gap</i> - Gaps de Banda Eletromagnéticos
EMR	Erro Médio Relativo
FSS	<i>Frequency Selective Surfaces</i> - Superfícies Seletivas de Frequência
GA	<i>Genetic Algorithm Random Search</i> - Algoritmo Genético
GBCs	<i>Generalized Boundary Conditions</i> - Condições de Contorno Generalizadas
GSTC	<i>Generalized Sheet Transition Conditions</i> - Condições de Transição de Interface Generalizadas
HFSS	<i>High Frequency Structure Simulator</i> - Simulador de Estruturas em Alta Frequência
HIS	<i>High Impedance Surface</i> - Superfície de Alta Impedância
IBCs	<i>Impedance Boundary Conditions</i> - Condições de Contorno de Impedância
IoT	<i>Internet of Things</i> - Internet das Coisas
ISM	<i>Industrial, Scientific and Medical</i> - Banda de frequências de aplicações industriais, científicas e médicas
LHM	<i>Left-Handed Materials</i> - Meios de mão esquerda
PCB	<i>Printed Circuit Board</i> - Placa de circuito impresso
PEC	<i>Perfect Electric Conductor</i> - Condutor Elétrico Perfeito
PMC	<i>Perfect Magnetic Conductor</i> - Condutor Magnético Perfeito
RCS	<i>Radar Cross Section</i> - Seção Transversal de Radar

RIS	<i>Reconfigurable Intelligent Surface</i> - Superfície Reconfigurável Inteligente
TE	Transverso-Elétrico
TM	Transverso-Magnético
UWB	<i>Ultra Wideband</i> - Ultra banda-larga

Lista de Símbolos

Γ	Coeficiente de reflexão
Γ_{fase}	Fase do coeficiente de reflexão
ϵ_r	Permissividade elétrica relativa do meio
ϵ_0	Permissividade elétrica do vácuo
η_0	Impedância intrínseca do vácuo
η_{eff}	Impedância intrínseca efetiva do meio
θ	Ângulo de elevação de incidência
θ_0	Ângulo de incidência oblíqua para aplicação das GBCs
λ	Comprimento de onda no meio
λ_0	Comprimento de onda no vácuo
μ_0	Permeabilidade magnética do vácuo
φ	Ângulo azimutal de incidência
χ_{ee}	Susceptibilidade superficial elétrica escalar
χ_{mm}	Susceptibilidade superficial magnética escalar
$\overline{\overline{\chi}}_{ee}$	Tensor susceptibilidade superficial elétrica
$\overline{\overline{\chi}}_{mm}$	Tensor susceptibilidade superficial magnética
$\overline{\overline{Z}}_e$	Tensor impedância de superfície elétrica
$\overline{\overline{Z}}_m$	Tensor impedância de superfície magnética
\vec{E}	Vetor campo elétrico
\vec{H}	Vetor campo magnético
$\vec{J}_{s,e}$	Vetor corrente elétrica superficial
$\vec{J}_{s,m}$	Vetor corrente magnética superficial
Δf	Desvio de frequência para comparação dos métodos de projeto

Δf_{est}	Desvio de frequência para análise de estabilidade angular
BW	Largura de banda de frequências AMC
BW_{est}	Largura de banda de frequências para análise de estabilidade angular
c_0	Velocidade da luz no vácuo
$dist$	Distância entre a antena impressa e a metasuperfície AMC
f_0	Frequência de ressonância AMC
f_0^{TE}	Frequência de ressonância AMC na polarização TE
f_0^{TM}	Frequência de ressonância AMC na polarização TM
f_0^{maior}	Maior frequência de ressonância calculada em diversos ângulos de incidência
f_0^{menor}	Menor frequência de ressonância calculada em diversos ângulos de incidência
h	Espessura do substrato dielétrico
k_0	Número de onda do vácuo
k_{eff}	Número de onda efetivo do meio
n	Número de ângulos avaliados para cálculo do erro médio relativo (EMR)
p	Periodicidade da célula unitária
s	Desvio padrão amostral
$S_{11,\text{fase}}$	Fase do coeficiente de reflexão simulado
S_{21}	Coeficiente de transmissão simulado
T	Coeficiente de transmissão
$tg\delta$	Tangente de perdas do substrato dielétrico
x	Vetor de parâmetros do problema de otimização
X_d	Reatância do substrato dielétrico
X_{patch}	Reatância dos espalhadores metálicos
y	Parâmetro escolhido para cálculo do erro médio relativo (EMR)

Z_0	Impedância do espaço livre
Z_{AMC}	Impedância da metasuperfície AMC
Z_d	Impedância do substrato dielétrico
Z_e	Impedância elétrica
Z_m	Impedância magnética
Z_{patch}	Impedância dos espalhadores metálicos

Sumário

1 – Introdução	22
1.1 Contextualização	22
1.2 Motivação	24
1.3 Objetivos	25
1.4 Contribuições	25
1.5 Organização do trabalho	26
2 – Condutores magnéticos artificiais	27
2.1 Conceitos principais	27
2.2 Métodos de projeto	31
2.2.1 Modelo de linha de transmissão e expressões analíticas	32
2.2.2 Técnicas de otimização	33
2.3 Estabilidade angular e de polarização	35
2.4 Considerações Finais	37
3 – Condições de contorno generalizadas	39
3.1 Conceitos principais	39
3.1.1 Características de superfície	41
3.1.2 Relação entre parâmetros de espalhamento e susceptibilidades superficiais	43
3.1.3 Relação entre impedância e susceptibilidades superficiais	45
3.2 Validação computacional das GBCs	47
3.3 Considerações Finais	49
4 – Projeto de AMCs usando GBCs	52
4.1 Descrição do método de projeto	52
4.2 Estudos de caso	54
4.2.1 Avaliação dos substratos	54
4.2.2 Comparação entre métodos	56
4.2.3 Teste de flexibilidade do método	60
4.2.4 Análise de estabilidade angular e de polarização	64
4.2.5 Avaliação das AMCs como refletores de antena impressa	69
4.3 Considerações finais	74
5 – Método semi-analítico para caracterização de AMCs	76
5.1 Parâmetros de caracterização baseados nas GBCs	76

5.2 Estudos de caso	79
5.3 Considerações finais	88
6 – Conclusão e propostas de continuidade	90
6.1 Trabalhos Futuros	92
Referências	95

1 Introdução

1.1 Contextualização

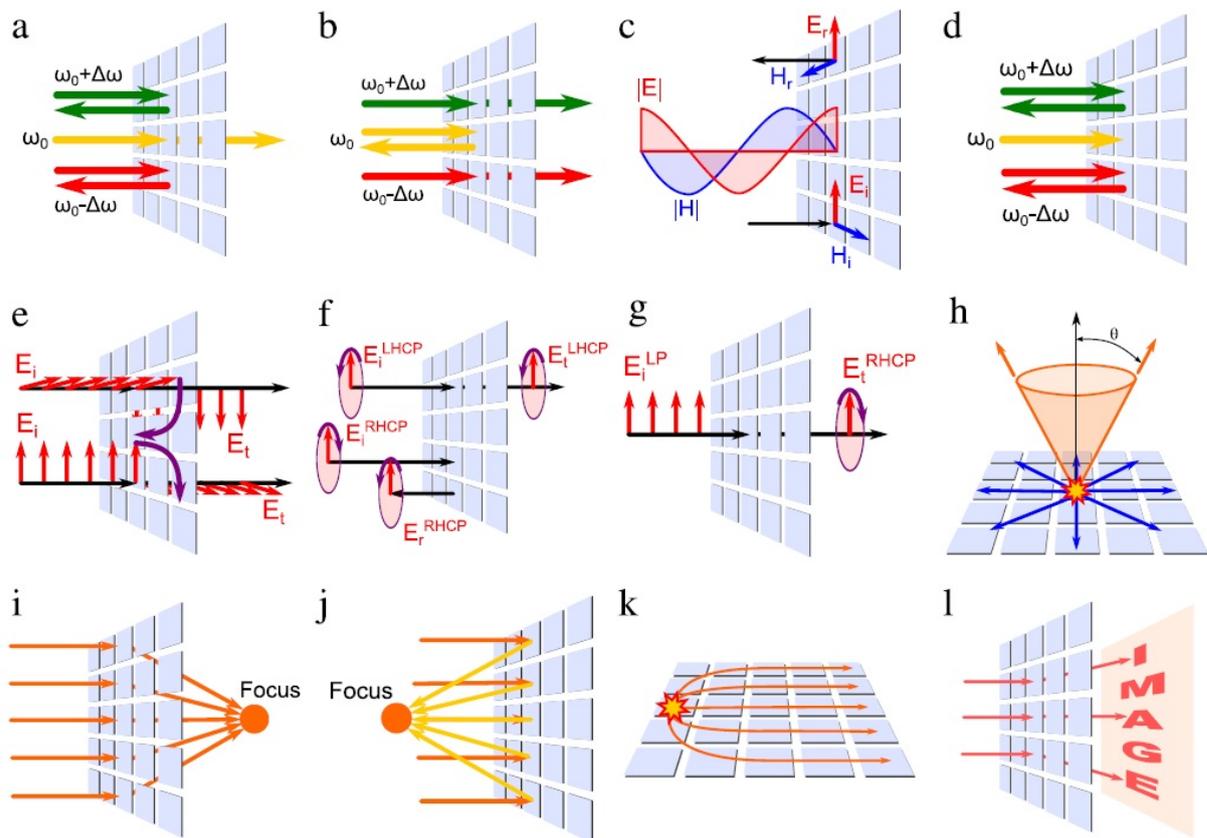
Nos últimos anos dois temas de pesquisas que vêm sendo bastante explorados pela comunidade científica são os metamateriais e as metasuperfícies eletromagnéticas, que são dispositivos projetados para controlar o comportamento de ondas eletromagnéticas a partir de características específicas. Apesar do tema já estar bem estabelecido na literatura, ainda é comum encontrar diferentes definições a respeito do termo metamateriais. Inicialmente conhecidos como meios de mão esquerda (*Left-Handed Materials* - LHM) ou duplo-negativo (*Double Negative* - DNG), por apresentarem os parâmetros de permissividade elétrica e permeabilidade magnética negativos, recentemente, os metamateriais passaram a ter uma definição mais abrangente (CUI; SMITH; LIU, 2010). Segundo o Instituto Virtual de Materiais Eletromagnéticos Artificiais e Metamateriais (METAMORPHOSE VI AISBL), metamateriais podem ser definidos como: "um arranjo de elementos estruturais artificiais, projetado para alcançar propriedades eletromagnéticas vantajosas e não usuais" (METAMORPHOSE, 2019).

Baseado neste conceito, a definição de metasuperfícies comumente utilizada é: "a versão bidimensional dos metamateriais, constituída por um denso arranjo de elementos estruturais, cujas propriedades dependem de seus elementos constitutivos e da forma como são arrançados" (GLYBOVSKI et al., 2016). Geralmente, os elementos que compõem este arranjo possuem dimensões e periodicidade (se periódicos) muito menores que o comprimento de onda, o que permite considerar as superfícies aproximadamente homogêneas.

Devido a sua complexidade construtiva, volume e peso, e à limitações em termos de escalabilidade, os metamateriais vêm se tornando menos atrativos do que as metasuperfícies. Além destas vantagens as metasuperfícies possuem a capacidade de controlar amplitude, fase e polarização das ondas eletromagnéticas e, geralmente, são mais flexíveis por serem constituídas de espalhadores metálicos impressos sobre um substrato dielétrico fino (ACHOURI, 2017). Tais características fazem com que as metasuperfícies possam ser utilizadas em diversas aplicações nas mais variadas faixas de frequência, tais como: superfícies seletivas de frequências (*Frequency Selective Surfaces* - FSS) (MAMEDES; BORNEMANN, 2022), condutores magnéticos artificiais (*Artificial Magnetic Conductor* - AMC) (SIEVENPIPER, 1999), absorvedores (ARAUJO et al., 2020), polarizadores (COUTO; SILVA; CAMPOS, 2021), antenas *leaky-wave* (ABDO-SANCHEZ et al., 2019), *transmitarray* (YU et al., 2022), *reflectarray* (BUDHU;

GRBIC, 2021), lente de Luneburg (RUIZ-GARCIA et al., 2021) e holograma (WU et al., 2021). Estas aplicações são apresentadas na Figura 1.

Figura 1 – Funcionalidades das metasuperfícies: a)-b) superfície seletiva de frequências (FSS), c) condutor magnético artificial (AMC), d) absorvedores perfeitos banda estreita, e)-g) polarizadores, h) antena *leaky-wave*, i) *transmitarray*, j) *reflectarray*, k) lente de Luneburg e l) holograma.



Fonte: (GLYBOVSKI et al., 2016).

Dentre as diversas funcionalidades das metasuperfícies apresentadas na Figura 1, a funcionalidade AMC tem recebido especial atenção nos últimos anos. No contexto de antenas as metasuperfícies AMC têm sido aplicadas principalmente na melhoria de desempenho e compactação de antenas (PARACHA et al., 2018; HADARIG; COS; LAS-HERAS, 2012), em antenas posicionadas sobre objetos metálicos ou sobre o corpo humano (KIM; YEO, 2008; RAAD et al., 2013) e na redução da Seção Transversal de Radar (*Radar Cross Section - RCS*) (MODI et al., 2019; LI et al., 2019), utilizando configurações *single-band* ou *multiband*.

O aprimoramento do processo de fabricação de placas de circuitos impressos (*Printed Circuit Board - PCB*) faz com que diversas topologias de metasuperfícies AMC possam ser projetadas e estudadas. Além das geometrias convencionais como *patch* quadrado, cruz de Jerusalem, anel quadrado e dipolo cruzado, geometrias mais complexas vêm sendo analisadas nesta aplicação como as geometrias fractais e as

meander lines, visando a aplicação de AMCs em mais de uma frequência (RAMOS; MESQUITA; SILVA, 2017), compactação da estrutura (CAI et al., 2015) ou melhoria de largura de banda de operação (ZHONG; YANG; ZHONG, 2015).

O estudo da utilização destas diversas geometrias na composição de metasuperfícies AMC, a necessidade do desenvolvimento de técnicas de projeto e análise capazes de atender a esse conjunto de configurações, bem como a gama de possíveis aplicações destas estruturas, fazem com que o tema abordado neste trabalho seja atual e relevante.

1.2 Motivação

As características não usuais possíveis de se obter a partir de metasuperfícies eletromagnéticas se tornaram alvos de interesse para diversas aplicações nas mais variadas faixas de frequência de operação. Em especial, no contexto de antenas impressas a característica de reflexão em fase, alcançada a partir de uma metasuperfície AMC, torna estas estruturas uma alternativa interessante para melhoria dos parâmetros de irradiação destes dispositivos, para redução da seção transversal de radar (*radar cross section* - RCS), bem como para a função de isolá-las da superfície em que serão dispostas.

O projeto e a análise de metasuperfícies AMC são realizados, geralmente, a partir de expressões analíticas que relacionam as características geométricas dos espalhadores metálicos com sua impedância de superfície (VARKANI; FIROUZEH; NEZHAD, 2018), ou a partir da aplicação de técnicas de otimização nos parâmetros geométricos das células unitárias e simulação computacional de onda completa da estrutura (BALANIS et al., 2018). Contudo, estas técnicas convencionais de análise e projeto de AMCs comumente utilizadas na literatura possuem limitações, seja em termos de flexibilidade de geometrias em que podem ser aplicadas, no caso das expressões analíticas, ou em termos de custo computacional requerido para obtenção e avaliação da geometria estudada, no caso da simulação numérica da célula unitária. Estas limitações fazem com que seja possível propor contribuições específicas para melhoria das técnicas já existentes.

Recentemente a caracterização das superfícies eletromagnéticas a partir de parâmetros eletromagnéticos superficiais tais como as susceptibilidades elétrica e magnética, surge como uma alternativa para o projeto e a análise das metasuperfícies AMC que seja capaz de suprir as limitações das técnicas convencionais. A partir desta motivação, é possível estabelecer objetivos a serem alcançados.

1.3 Objetivos

O objetivo principal deste trabalho é o desenvolvimento de metodologias de projeto e análise de metasuperfícies condutoras magnéticas artificiais utilizando as condições de contorno generalizadas (*Generalized Boundary Conditions* - GBCs). Especificamente:

- Introduzir o equacionamento das GBCs e apresentar as simplificações necessárias para aplicação em condutores magnéticos artificiais;
- Realizar o projeto de metasuperfícies AMC com células unitárias diversas comparando o método proposto com os métodos de projeto convencionais;
- Obter expressões para calcular os parâmetros de caracterização das AMCs em função das susceptibilidades superficiais;
- Realizar o estudo do comportamento AMC das diferentes geometrias projetadas avaliando a influência das susceptibilidades superficiais no desempenho das metasuperfícies.

1.4 Contribuições

De acordo com os objetivos estabelecidos, a partir do estudo proposto de aplicação do modelo de condições de contorno generalizadas em metasuperfícies AMC, puderam ser propostas as contribuições especificadas a seguir:

- Inicialmente, tendo em vista que os métodos convencionais de projeto de metasuperfícies AMC apresentam limitações em termos de custo computacional e flexibilidade de geometria, foi proposta uma metodologia alternativa de projeto de AMC utilizando as condições de contorno generalizadas. Os resultados obtidos, se comparados às técnicas de projeto convencionais, indicam a sua flexibilidade em termos de geometria, bem como uma redução do custo computacional para obtenção das estruturas.

Esta contribuição foi descrita no artigo denominado "*Design of Artificial Magnetic Conductor Metasurfaces Using Generalized Boundary Conditions*" publicado no *Journal of Electromagnetic Waves and Applications* (BRANDAO et al., 2020);

- Em seguida, visando avaliar a flexibilidade do método em termos de geometria dos espalhadores metálicos, estudou-se a aplicação do modelo proposto para projeto e análise de estabilidade angular e de polarização de uma metasuperfície AMC composta por espalhadores não-convencionais do tipo fractal Tapete de Sierpinski em sua 2ª iteração. Os resultados obtidos com esta geometria foram comparados aos de geometrias convencionais de espalhadores.

Esta contribuição gerou o resumo "*Design and Analysis of Fractal Artificial Magnetic Conductor Metasurfaces Using Generalized Boundary Conditions*" apresentado

na *19th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation - CEFC 2020* (BRANDAO et al., 2020) e no artigo "*Analysis of Angular Stability of Fractal Artificial Magnetic Conductor Metasurface Using Generalized Boundary Conditions*" apresentado na *2021 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)* (BRANDAO et al., 2021);

- O procedimento convencional para a caracterização da metasuperfície AMC em diversos ângulos e polarizações, bem como a análise de estabilidade angular e de polarização da estrutura, requer simulação computacional da célula unitária nos diversos cenários de avaliação propostos, tornando elevado o custo computacional envolvido. Tendo em vista que esta caracterização é fundamental para a definição do espalhador a ser utilizado em determinada aplicação, foi proposta uma metodologia semi-analítica para extração dos principais parâmetros de caracterização da AMC relacionando-os às susceptibilidades superficiais. Tal proposta reduz o tempo necessário para obtenção dos parâmetros de caracterização e apresenta boa precisão se comparado à simulação numérica.

Esta contribuição foi submetida ao *Journal of Electromagnetic Waves and Applications* sob o título "*A Semi-Analytical Method to Extract the Characterization Parameters of Artificial Magnetic Conductor Metasurfaces Using Generalized Boundary Conditions*".

1.5 Organização do trabalho

Este trabalho está organizado em 6 capítulos dispostos da seguinte maneira: neste primeiro capítulo é apresentada uma breve introdução ao tema principal da pesquisa. O Capítulo 2 aborda os conceitos relacionados às metasuperfícies AMC bem como as técnicas de projeto, e os principais parâmetros utilizados na análise de estabilidade angular e polarização da estrutura. A seguir, no Capítulo 3 a caracterização de superfícies eletromagnéticas por meio das GBCs é apresentada bem como a validação do modelo computacional implementado para aplicação deste método. O Capítulo 4 descreve a proposição da aplicação deste método no projeto de metasuperfícies AMC apresentando os procedimentos necessários e discutindo os resultados obtidos no projeto de diversas configurações de metasuperfícies. No Capítulo 5 é apresentado o método semi-analítico para cálculo dos parâmetros de análise de AMCs em diversos ângulos e polarização da onda incidente, bem como dos parâmetros de estabilidade das metasuperfícies. Por fim, no Capítulo 6, são apresentadas as conclusões deste trabalho e algumas sugestões de trabalhos futuros.

2 Condutores magnéticos artificiais

Esse capítulo apresenta uma revisão bibliográfica a respeito das metasuperfícies AMC com o objetivo de introduzir os principais conceitos, as técnicas de análise e projeto comumente utilizadas, assim como os parâmetros encontrados na literatura que são empregados na caracterização e na análise da estabilidade angular e de polarização das estruturas.

2.1 Conceitos principais

A obtenção de antenas *low-profile* diretivas a partir de alimentação omnidirecional é uma alternativa atraente para diversas aplicações uma vez que estas antenas geralmente são compactas, de baixo custo e banda larga. Neste caso, a obtenção destes dispositivos é feita, tradicionalmente, a partir de refletores constituídos de condutores elétricos perfeitos (*Perfect Electric Conductor* - PEC), que apresentam coeficiente de reflexão $\Gamma = -1$. Caso a distância entre o alimentador e o refletor seja pequena (se comparada ao comprimento de onda do espaço livre λ_0), existe uma degradação na eficiência de irradiação devido às interferências destrutivas causadas pela reflexão das ondas com fase invertida (RAMOS, 2019).

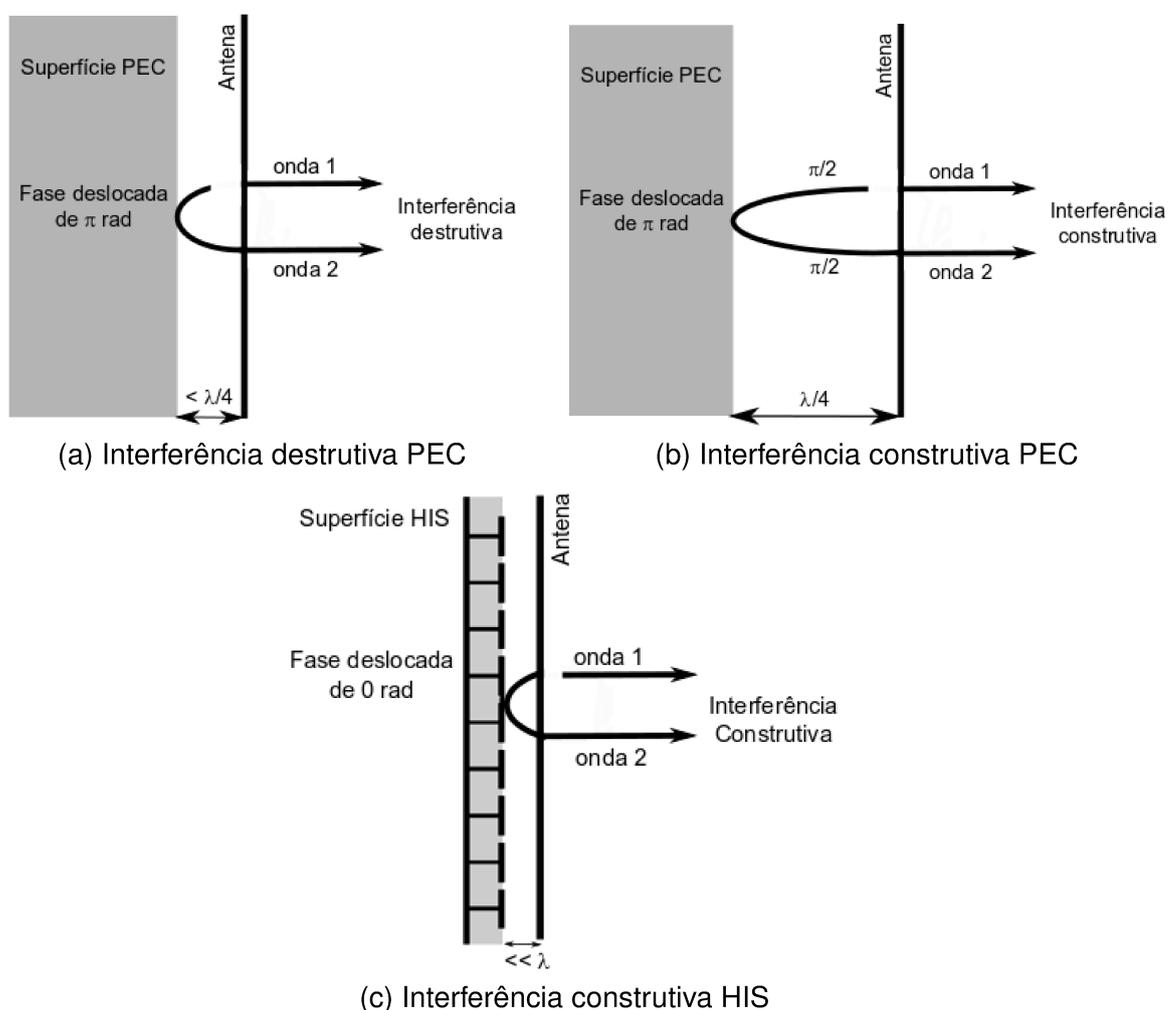
Com a utilização de superfícies PEC esta interferência passa a ser construtiva quando a distância entre os dispositivos é de $\lambda_0/4$ (no espaço livre), podendo limitar sua utilização, do ponto de vista de ocupação de espaço físico, dependendo da aplicação. A redução desta distância pode ser feita a partir da utilização de substratos dielétricos aterrados, porém, caso a permissividade elétrica relativa (ϵ_r) seja suficientemente grande, a excitação de ondas de superfície pode implicar no surgimento de lóbulos secundários e continuar a degradação da eficiência de irradiação (GLYBOVSKI et al., 2016).

Uma superfície condutora magnética perfeita (*Perfect Magnetic Conductor* - PMC) apresenta coeficiente de reflexão $\Gamma = +1$ e seria, portanto, capaz de causar interferências construtivas mesmo estando posicionada em distâncias muito menores que λ_0 . Porém, materiais convencionais, existentes na natureza, não apresentam a característica de PMC. Entretanto, a partir do estudo de superfícies de alta impedância (*High Impedance Surfaces* - HIS) apresentado por (SIEVENPIPER, 1999), surge uma alternativa para obtenção desta característica PMC de maneira artificial.

A terminologia HIS foi introduzida para descrever um conjunto periódico (ou quase periódico) bidimensional, denso e com periodicidade $p \ll \lambda_0$ (*subwavelength*) de

espalhadores metálicos sobre um substrato aterrado, que apresentasse alta impedância em uma determinada faixa de frequências (SIEVENPIPER, 1999). Esta característica de alta impedância faz com que, sobre a estrutura, a componente tangencial do campo magnético seja significativamente menor (idealmente nula) que a do campo elétrico, apresentando artificialmente um comportamento semelhante à de PMC em uma faixa de frequências limitada sendo denominada, portanto, de AMC (LI; SINGH; SIEVENPIPER, 2018). A Figura 2 representa as interferências causadas em antenas na presença de superfícies PEC ou HIS, sendo possível observar que interferências construtivas são obtidas com distâncias muito pequenas entre as estruturas, quando uma metasuperfície HIS é utilizada como refletor.

Figura 2 – Interferências causadas por superfícies PEC posicionadas a distâncias menores ou iguais a $\lambda/4$ da antena, e HIS posicionadas a distâncias $\ll \lambda$.



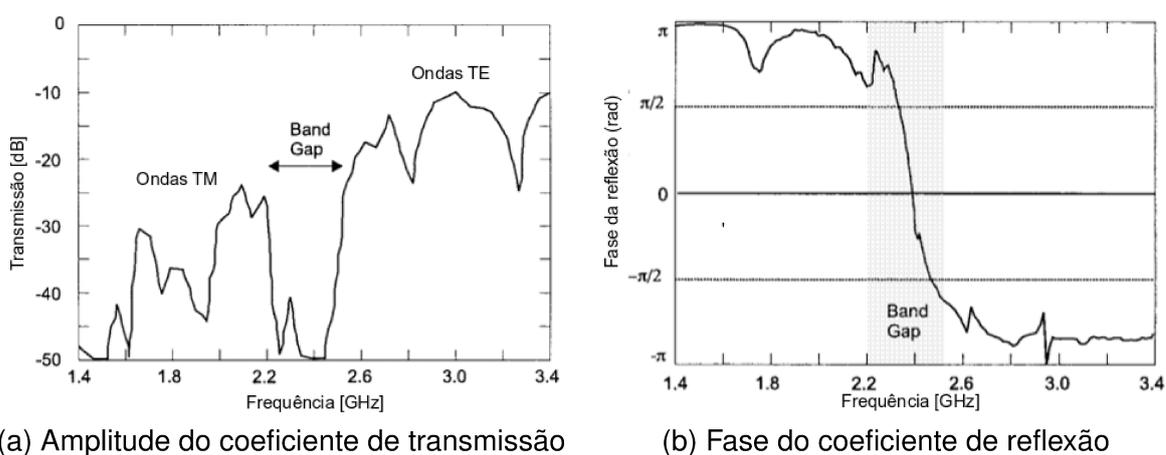
Fonte: Adaptada de (SIEVENPIPER, 1999).

As superfícies HIS podem ser formadas por células unitárias com ou sem vias, sendo capazes de refletir, em fase, ondas planas incidentes. No caso das estruturas com vias, denominadas *mushroom*, além da característica de reflexão em fase, as

superfícies conseguem suprimir ondas de superfície por possuírem *gaps* de banda eletromagnéticos (*Electromagnetic Band Gap* - EBG), na mesma faixa de frequências do comportamento AMC. De acordo com (SIEVENPIPER, 1999), as vias têm papel fundamental na obtenção do *gap* de frequências por interagirem com a componente normal de campo elétrico no modo transverso-magnético (TM). A característica EBG é utilizada, por exemplo, em aplicações como o desacoplamento de antenas próximas. Porém, a presença de vias dificulta o processo construtivo da metasuperfície (LI; SINGH; SIEVENPIPER, 2018).

Para exemplificar as características principais de uma metasuperfície HIS, a Figura 3 apresenta as características medidas da metasuperfície HIS *mushroom* desenvolvida por (SIEVENPIPER et al., 1999). É possível observar que a estrutura apresenta a fase do coeficiente de reflexão ($\Gamma_{\text{fase}} = 0^\circ$) na mesma faixa de frequências em que surge um *gap* entre a propagação dos modos transverso-elétrico (TE) e TM.

Figura 3 – Características medidas da metasuperfície HIS com célula unitária *mushroom*.



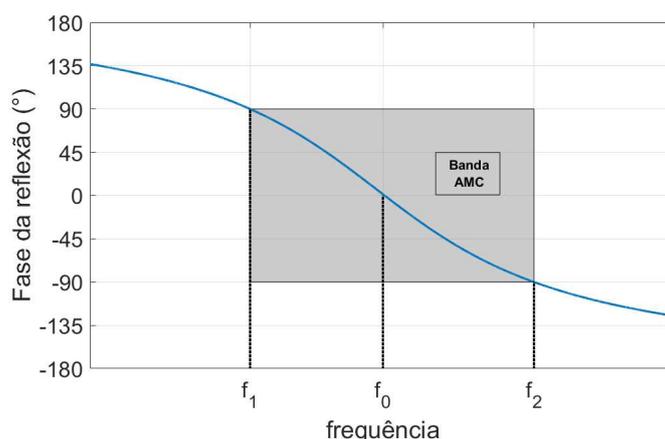
Fonte: Adaptada de (SIEVENPIPER et al., 1999).

No entanto, a facilidade construtiva proporcionada pela utilização de células unitárias sem vias na obtenção do comportamento AMC da metasuperfície faz com que este tipo de estrutura seja bastante empregado na literatura. O comportamento AMC é caracterizado por uma largura de banda (*Bandwidth* - BW) de frequências de operação, na qual Γ_{fase} varia entre $\pm 90^\circ$, sendo considerada a BW em que a HIS apresenta alta impedância.

Geralmente, esta largura de banda é obtida a partir da análise da incidência normal de uma onda plana sobre a estrutura (GLYBOVSKI et al., 2016), condição na qual a metasuperfície é comumente projetada. Porém, a resposta de fase e, portanto, a frequência de ressonância e a BW podem ser avaliadas em diferentes condições de incidência (ÁLVAREZ; COS; LAS-HERAS, 2018). Independente do ângulo e polarização

considerados para a onda incidente, a resposta de fase de metasuperfícies AMC pode ser representada, de maneira genérica, conforme ilustra a Figura 4, destacando-se a sua BW e os principais pontos de frequência utilizados na sua caracterização: f_0 é a frequência de ressonância ($\Gamma_{\text{fase}} = 0^\circ$), f_1 e f_2 são os pontos onde $\Gamma_{\text{fase}} = \pm 90^\circ$, respectivamente.

Figura 4 – Representação genérica da resposta de fase de uma metasuperfície AMC destacando-se os principais pontos de frequência e a largura de banda de operação AMC.

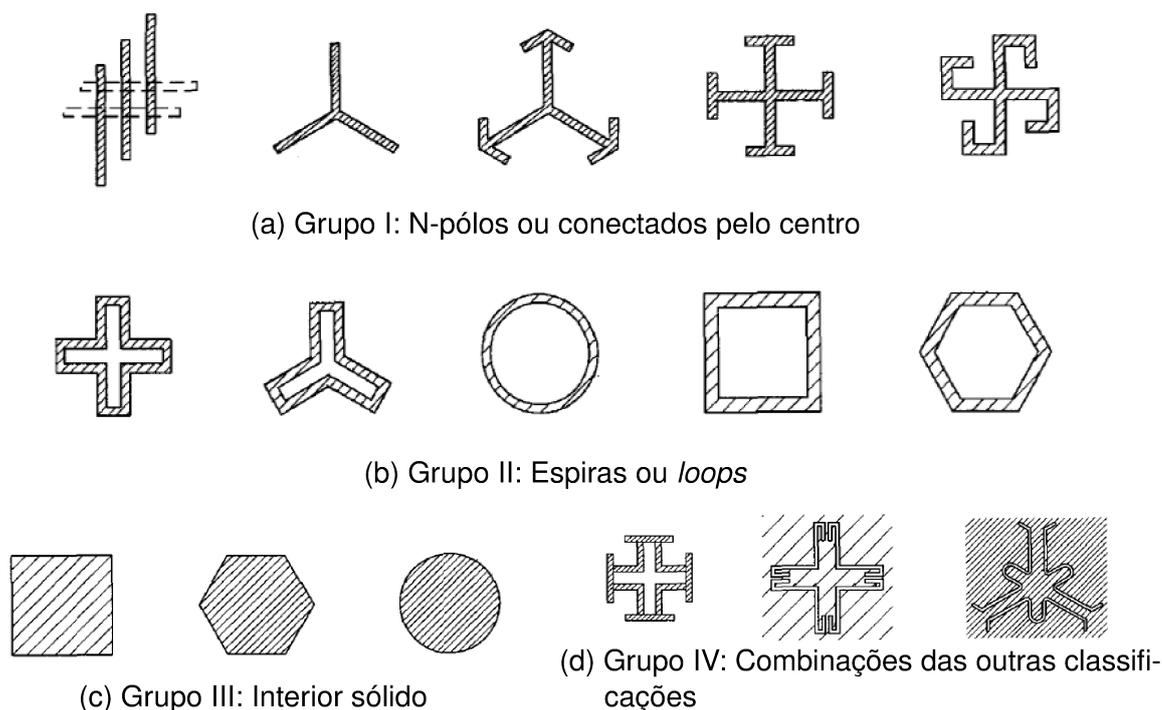


Fonte: O autor (2022).

No caso das metasuperfícies AMC compostas por células unitárias sem vias, a estrutura periódica consiste de espalhadores metálicos agrupados de maneira semelhante ao agrupamento de FSS dispostas sobre um substrato aterrado. O crescente aprimoramento das técnicas de fabricação de PCBs aumenta a possibilidade de implementação de diferentes geometrias dos espalhadores metálicos que compõem a metasuperfície AMC. A classificação em grupos dos *patches* convencionalmente utilizados em FSS (MUNK, 2000) é apresentada na Figura 5. Além destas geometrias, estruturas como curvas de Hilbert, *meanderlines* ou geometrias fractais têm sido utilizadas (GLYBOVSKI et al., 2016). Estas geometrias não-convencionais são aplicadas na busca por aumento da BW, operação em multibandas, redução da célula unitária ou melhoria da estabilidade angular da metasuperfície (CAI et al., 2015).

Independentemente do tipo de geometria dos espalhadores, as células unitárias da metasuperfície são projetadas na literatura para alcançar comportamento AMC em determinada faixa de frequências de operação, a partir de uma determinada frequência de ressonância. As técnicas de projeto comumente utilizadas são apresentadas na Seção 2.2 a seguir.

Figura 5 – Classificação em grupos dos elementos típicos que constituem uma FSS.



Fonte: Adaptada de (MUNK, 2000).

2.2 Métodos de projeto

Considerando as metasuperfícies AMC compostas por espalhadores metálicos *subwavelength* e sem vias dispostos sobre um substrato dielétrico aterrado, o projeto destas estruturas se baseia no ajuste da geometria dos espalhadores e na escolha das características do substrato com a finalidade de se obter $\Gamma_{\text{fase}} = 0^\circ$ na frequência de ressonância considerando incidência normal de uma onda plana.

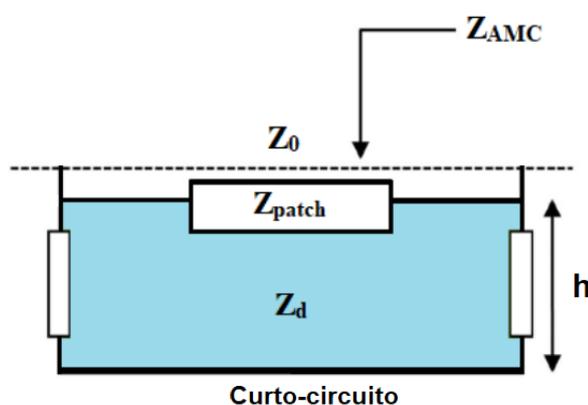
Para a aplicação em antenas a consideração de incidência normal de onda plana é uma simplificação amplamente adotada na literatura (MERSANI; OSMAN; RIBERO, 2018; LI et al., 2019; RAAD et al., 2013; PARACHA et al., 2018) que possibilita a avaliação individual da antena e da AMC. Porém, tendo em vista que haverá acoplamento entre a antena e a metasuperfície (LI et al., 2015), torna-se necessária, posteriormente a avaliação de uma distância ótima entre estes elementos para se alcançar os efeitos positivos da inserção da AMC (ZHU et al., 2018).

Dois métodos de projeto das metasuperfícies AMC são utilizados com maior recorrência na literatura: o método baseado no modelo de linha de transmissão e em expressões analíticas, e o método aplicando técnicas de otimização. Estas técnicas são apresentadas na Subseção 2.2.1 e Subseção 2.2.2, respectivamente.

2.2.1 Modelo de linha de transmissão e expressões analíticas

A representação simplificada de metasuperfícies AMC por meio de um modelo de linha de transmissão é bastante comum na literatura. Segundo (TRETAKOV, 2003), a impedância da AMC denominada Z_{AMC} pode ser modelada por uma representação de linha de transmissão. Sendo as células unitárias com periodicidade p , tal que $p \ll \lambda_0$, o cálculo da impedância vista pela onda plana incidente é feito a partir da conexão em paralelo da impedância efetiva de superfície dos espalhadores metálicos (Z_{patch}) e da impedância de entrada do substrato dielétrico aterrado (Z_d) (COS; LAS-HERAS, 2015). A Figura 6 representa a metasuperfície AMC pelo modelo de linha de transmissão, sendo Z_0 a impedância do espaço livre.

Figura 6 – Modelo de linha de transmissão de uma metasuperfície AMC.



Fonte: Adaptada de (LIU et al., 2018).

Nesta representação, a impedância de superfície Z_{AMC} é obtida a partir da Equação (1)

$$Z_{AMC} = \frac{Z_{patch} \cdot Z_d}{Z_{patch} + Z_d}. \quad (1)$$

Expressões analíticas que relacionam os parâmetros geométricos dos espalhadores metálicos e a impedância superficial Z_{patch} são apresentadas em (LUUKKONEN et al., 2008; GRELIER et al., 2011; COSTA; MONORCHIO; MANARA, 2014; ZHANG et al., 2018) dentre outros trabalhos. Estas expressões analíticas são comumente apresentadas para algumas geometrias de espalhadores, como por exemplo o *patch* quadrado, o circular, o anel quadrado e a cruz de Jerusalém. O aumento da complexidade da geometria implica em um aumento da complexidade, ou até mesmo na inviabilidade, de obtenção destas expressões analíticas.

Já a impedância Z_d é obtida considerando-se que o substrato aterrado é uma linha de transmissão curto-circuitada caracterizada por uma permissividade relativa

ε_r e um comprimento de linha h (espessura da placa). A Equação (2) apresenta a expressão para obtenção de Z_d considerando incidência normal:

$$Z_d = j \left(\frac{\eta_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} \right) \text{tg} (k_0 \sqrt{\varepsilon_r} h), \quad (2)$$

em que η_0 e k_0 são a impedância e o número de onda do espaço livre, respectivamente (ZHANG et al., 2018).

Baseado no modelo de linha de transmissão, o coeficiente de reflexão pode ser calculado por $\Gamma = (Z_{\text{AMC}} - Z_0) / (Z_{\text{AMC}} + Z_0)$. Sendo assim, considerando que os espalhadores metálicos são constituídos de PEC e que as perdas no dielétrico são desprezíveis, ou seja, $Z_{\text{patch}} = jX_{\text{patch}}$ e $Z_d = jX_d$, deduz-se que a fase do coeficiente de reflexão (Γ_{fase}) é dada pela Equação (3)

$$\Gamma_{\text{fase}} = \text{tg}^{-1} \left(- \frac{2Z_0 X_d X_{\text{patch}} (X_{\text{patch}} + X_d)}{X_d^2 X_{\text{patch}}^2 - Z_0^2 (X_{\text{patch}} + X_d)^2} \right). \quad (3)$$

Sabendo-se que o comportamento AMC é caracterizado por $\Gamma_{\text{fase}} = 0^\circ$ na frequência de ressonância, é possível expressar a relação entre as impedâncias Z_{patch} e Z_d para obtenção desta característica conforme apresentado na Equação (4)

$$Z_{\text{patch}} = Z_d^*. \quad (4)$$

Desta forma, a utilização do modelo de linha de transmissão no projeto de metasuperfícies AMC consiste na aplicação das expressões analíticas que possibilitam o ajuste da geometria do espalhador, fixando o substrato dielétrico, ou o ajuste das características do substrato dielétrico, fixando a geometria do espalhador, de maneira a atender a relação apresentada na Equação (4), na frequência de ressonância (COS; HERAS; FRANCO, 2009).

Este método é caracterizado por sua rapidez e baixo custo computacional. Porém, as expressões analíticas existentes para obtenção de Z_{patch} possuem restrições de aplicação e sua utilização em geometrias mais complexas de espalhadores é limitada. Além disso, o modelo de linha de transmissão trata as estruturas separadamente, através de suas impedâncias desconsiderando os acoplamentos existentes entre elas. Uma técnica mais geral e precisa é apresentada na Subseção 2.2.2.

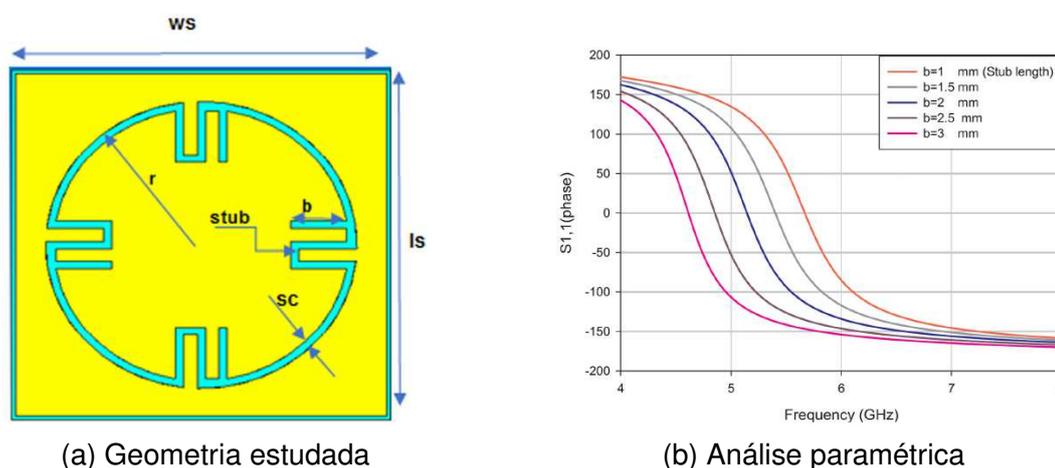
2.2.2 Técnicas de otimização

O desenvolvimento das técnicas construtivas de PCBs possibilitou a investigação de geometrias complexas de espalhadores visando a melhoria de desempenho das metasuperfícies AMC em termos de largura de banda de operação, compactação de

tamanho físico e operação em multibandas. Porém, com o aumento da complexidade da geometria, aumenta-se também a dificuldade de se estabelecer uma relação entre os parâmetros geométricos da estrutura e a representação do efeito causado por suas variações (por exemplo, através da impedância de superfície).

Uma alternativa possível visando a compreensão desta relação é a realização de um estudo paramétrico da célula unitária variando os diversos parâmetros possíveis, tanto dos espalhadores, quanto do substrato, observando os efeitos desta variação na resposta de fase da metasuperfície. Como exemplo, o trabalho de (PARACHA et al., 2018) apresenta uma célula unitária com ranhura anelar e *stubs*, sendo realizada a análise paramétrica do comprimento do *stub*. A geometria estudada, bem como a análise paramétrica realizada, são apresentadas na Figura 7.

Figura 7 – Exemplo de análise paramétrica de uma metasuperfície AMC com célula unitária não-convencional.



Fonte: Adaptada de (PARACHA et al., 2018).

Neste caso em específico a análise paramétrica permite observar que o aumento do comprimento do *stub* implica em uma redução da frequência de ressonância, o que pode ser útil na miniaturização da célula unitária. Outros trabalhos apresentando análise paramétrica são encontrados na literatura, como (COS; LAS-HERAS, 2015; RAMOS; MESQUITA; SILVA, 2017; ELZUWAWI et al., 2019), dentre outros.

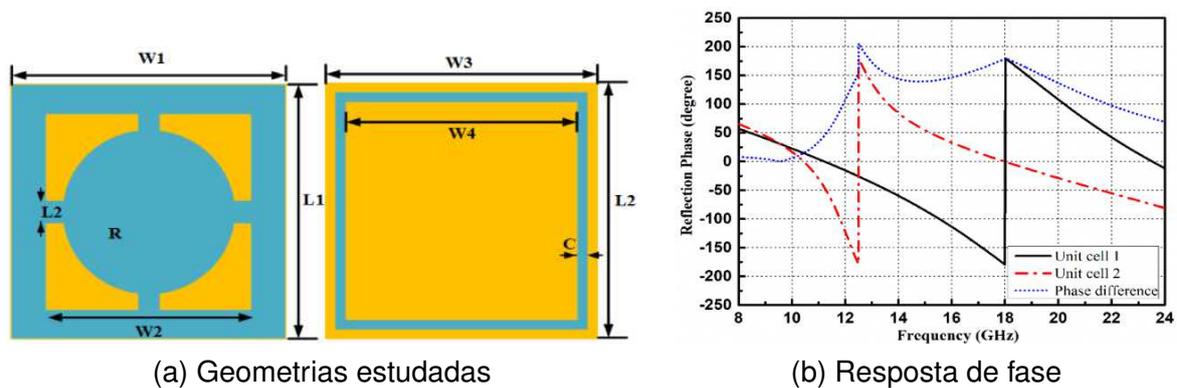
A análise paramétrica é importante para o entendimento do efeito causado pela variação de um parâmetro geométrico na resposta de fase da metasuperfície mantendo-se os demais parâmetros fixos. Contudo, a escolha da combinação mais adequada dos diversos parâmetros geométricos da célula unitária é dificultada à medida que o número de parâmetros cresce. Desta forma, a aplicação de técnicas de otimização diversas na obtenção de células unitárias não-convencionais que apresentem comportamento AMC pode ser utilizada na resolução do problema de otimização representado pela Equação (5)

$$\min_x (S_{11, \text{fase}}(x) - 0^\circ) \text{ em } f_0, \quad (5)$$

onde x é o vetor de parâmetros usado em cada geometria de espalhador e $S_{11, \text{fase}}$ é a fase da reflexão simulada.

Como exemplo desta aplicação, (LI et al., 2019) apresenta a otimização de duas células unitárias distintas, utilizando o método denominado *matrix type random coding*, com o objetivo de obter duas metasuperfícies AMC com frequências de operação distintas e diferença de fase próximas a 180° na faixa de frequências onde se deseja reduzir a seção transversal de radar de uma antena. A Figura 8 apresenta os espalhadores utilizados nesta aplicação com os parâmetros geométricos considerados na otimização (9 ao todo), bem como a resposta de fase de cada estrutura.

Figura 8 – Exemplo de otimização de uma metasuperfície AMC com célula unitária não-convencional.



Fonte: Adaptada de (LI et al., 2019).

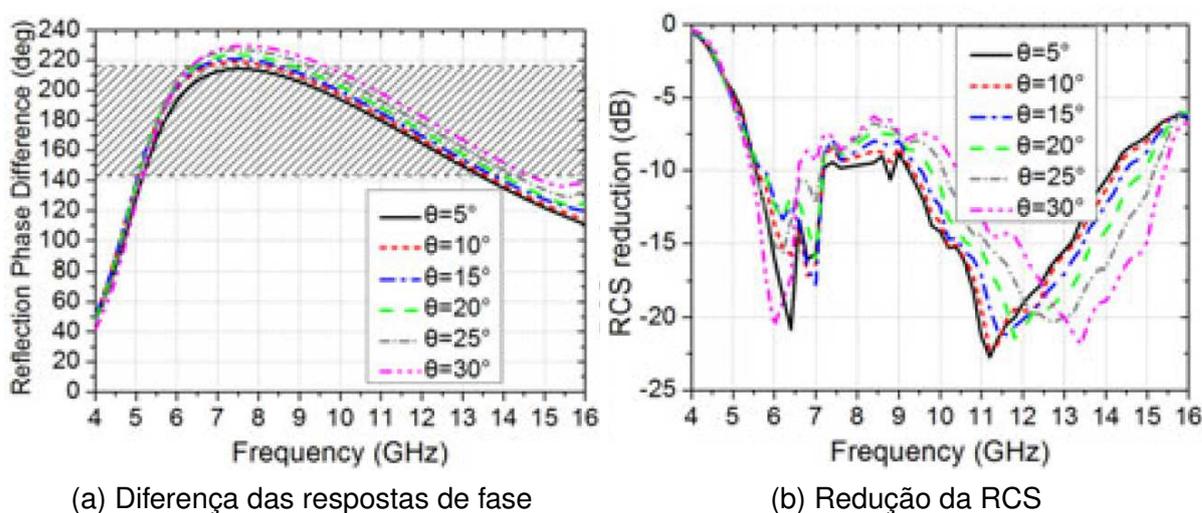
A aplicação desta técnica de projeto é vista em outros trabalhos, como (KERN et al., 2005; BALANIS et al., 2018; DOAN et al., 2019), sendo caracterizada pela maior precisão e flexibilidade em termos de geometria de espalhadores em que pode ser aplicada. Porém, esta técnica requer a simulação da célula unitária completa (espalhadores sobre o substrato) a cada iteração do método de otimização, apresentando um custo computacional elevado para sua aplicação.

2.3 Estabilidade angular e de polarização

O projeto completo de AMC requer, independentemente da técnica utilizada, a realização da análise da estabilidade da geometria projetada com relação ao ângulo e polarização da onda incidente. Metasuperfícies AMC possuem comportamento variável com o ângulo de incidência (θ) e a polarização da onda incidente, uma vez que tanto a impedância de superfície dos espalhadores, quanto a impedância do substrato dielétrico

variam com estes parâmetros (ÁLVAREZ; COS; LAS-HERAS, 2018). Quando estas estruturas são aplicadas em antenas, esta variação irá influenciar diretamente no seu desempenho de irradiação, uma vez que a frequência de ressonância e a BW de operação da metasuperfície AMC se deslocam no espectro de frequências devido a essas variações. Na aplicação de redução de RCS esta variação angular da resposta de fase da AMC é discutida em diversos trabalhos (JIDI et al., 2018; XUE; JIANG; GONG, 2018) e pode ocasionar a redução da banda de frequências onde ocorre a redução da RCS ou a divisão da banda de redução de RCS em duas, conforme apresentado na Figura 9, fazendo com que as melhorias de desempenho que a AMC acarreta sejam reduzidas. Sendo assim, a análise desta variação e a busca por estruturas menos sensíveis a esses parâmetros se tornam importantes (SIMOVSKI et al., 2004; ÁLVAREZ et al., 2018).

Figura 9 – Influência da variação angular das metasuperfícies AMC na aplicação de redução de RCS.



Fonte: Adaptada de (XUE; JIANG; GONG, 2018).

Os fatores que influenciam diretamente na estabilidade angular de AMCs são: os parâmetros do substrato dielétrico (ϵ_r e h) e os parâmetros geométricos dos espalhadores metálicos. Porém, estes fatores influenciam também na frequência de ressonância e na BW de operação AMC. No caso do substrato por exemplo uma maior estabilidade angular é alcançada com o aumento de ϵ_r ou a redução de h . Porém, estas opções acarretam em uma redução da BW de operação AMC. Uma vez fixado o substrato dielétrico, o ajuste da faixa de operação AMC e a análise da estabilidade angular variam conforme as características dos espalhadores metálicos (ÁLVAREZ et al., 2018).

As estabilidades angular e de polarização podem ser avaliada de maneira qualitativa a partir da análise da resposta de fase do coeficiente de reflexão e, de maneira quantitativa, a partir do cálculo do maior desvio percentual de frequência (Δf_{est}), e da

largura de banda estável (BW_{est}) na qual a metasuperfície possui característica AMC independente de θ (SIMOVSKI et al., 2004; HOSSEINIPANAH; WU, 2009; ÁLVAREZ; COS; LAS-HERAS, 2018). Estes parâmetros são calculados para as polarizações TE e TM, considerando o maior Δf_{est} e a menor BW_{est} entre os dois casos como os parâmetros de estabilidade da AMC.

Baseado nestes fatores quantitativos cria-se a possibilidade da realização de uma análise comparativa entre topologias diferentes de espalhadores metálicos ou substratos bem como de tentativas de melhoria de desempenho das metasuperfícies AMC. Para as tentativas de melhoria de desempenho as possibilidades apresentadas na literatura são: a escolha de células unitárias não-convencionais (HOSSEINIPANAH; WU, 2009; COS; HERAS; FRANCO, 2009; COS; LAS-HERAS, 2015) e a aplicação de componentes discretos entre as células unitárias (ÁLVAREZ; COS; LAS-HERAS, 2018; ÁLVAREZ et al., 2018). Estas opções, apesar de melhorarem a estabilidade da metasuperfície AMC, implicam em dificuldades de projeto e encarecimento na construção de um protótipo.

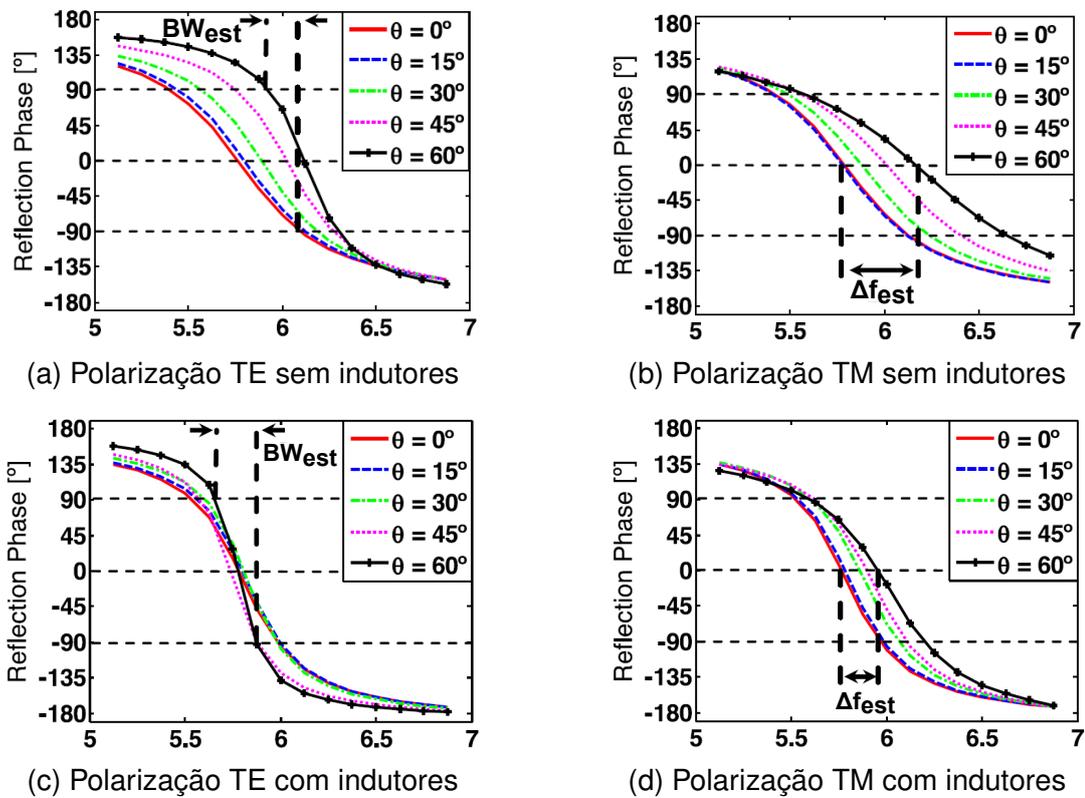
Ao incluir o efeito dos componentes discretos na composição da impedância de superfície Z_{patch} , a influência dos espalhadores metálicos é reduzida, diminuindo o Δf_{est} e aumentando a BW_{est} . A Figura 10 apresenta a análise de estabilidade de metasuperfícies AMC com células unitárias quadradas e espalhadores metálicos formados por *loops* quadrados, com e sem indutores discretos, destacando os parâmetros de estabilidade em cada caso. Uma redução de 3,26% no desvio de frequência e um aumento de 0,78% na largura de banda estável foram registradas (ÁLVAREZ; COS; LAS-HERAS, 2018).

2.4 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados os principais conceitos de metasuperfícies AMC utilizados na caracterização e projeto destas estruturas. A obtenção da característica de reflexão em fase com células unitárias sem a presença de vias, bem como o avanço na tecnologia de produção de PCBs, tornaram estas metasuperfícies uma alternativa interessante e relevante para diversas aplicações especialmente no contexto de antenas.

Além disso, outro aspecto importante que vem sendo estudado que é a estabilidade angular e de polarização da metasuperfície AMC foi apresentado. Este aspecto influencia diretamente na contribuição efetiva que estas estruturas podem causar às antenas. Por isso, a busca por geometrias de espalhadores metálicos não-convencionais que possam atender à demanda de AMCs mais estáveis, assim como o desenvolvimento de técnicas de análise desta estabilidade se tornem essenciais.

Figura 10 – Análise de estabilidade angular e polarização de uma metasuperfície AMC com e sem componentes discretos.



Fonte: Adaptada de (ÁLVAREZ; COS; LAS-HERAS, 2018).

Foram apresentadas, também, as técnicas de análise e projeto comumente encontradas na literatura, que se baseiam em expressões analíticas ou simulação numérica das estruturas. Como discutido ao longo da Seção 2.2, estas técnicas apresentam vantagens e desvantagens em termos de precisão, custo computacional e flexibilidade de aplicação. Por exemplo, para o caso de geometrias não-convencionais de espalhadores seria necessária a obtenção de expressões analíticas para cada geometria ou a aplicação direta de técnicas de otimização na célula unitária completa o que implica em elevar o tempo de simulação. Deste modo, o estudo de técnicas alternativas para análise e projeto das metasuperfícies AMC deve implicar em uma solução que supra estas necessidades.

3 Condições de contorno generalizadas

As metasuperfícies AMC são constituídas, geralmente, de espalhadores metálicos *subwavelength* dispostos periodicamente sobre um substrato dielétrico aterrado, conforme discutido no Capítulo 2. A representação da interação entre ondas e superfícies eletromagnéticas pode ser realizada por meio de características superficiais tais como a polarizabilidade, a susceptibilidade superficial e a impedância de superfície. Tais representações são baseadas nas condições de contorno generalizadas e descrevem as discontinuidades de campo diretamente pelas características eletromagnéticas superficiais da estrutura.

Esta abordagem vem recebendo especial atenção da comunidade científica sendo utilizada em diversas aplicações de metasuperfícies. Sendo assim, esse capítulo apresenta a introdução dos principais conceitos relacionados à caracterização de superfícies eletromagnéticas por parâmetros superficiais, a relação entre os parâmetros superficiais e os parâmetros de espalhamento bem como a relação entre a impedância de superfície e a susceptibilidade superficial obtida através das GBCs, e, por fim, a validação do modelo computacional implementado neste trabalho para aplicação deste método na análise de metasuperfícies.

3.1 Conceitos principais

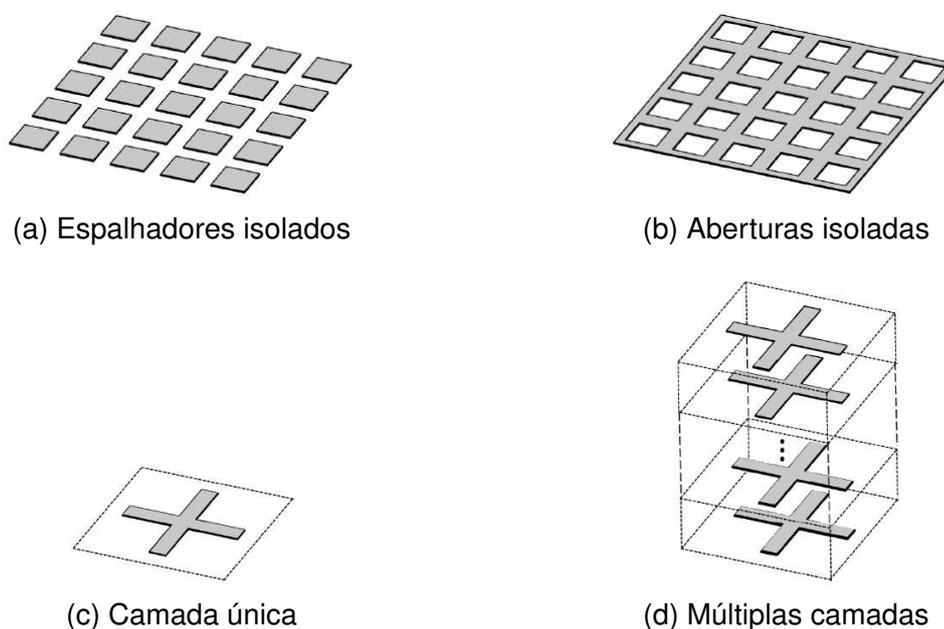
As superfícies eletromagnéticas podem ser classificadas de acordo com algumas características específicas. Em (LIU et al., 2019a), estas superfícies são classificadas de acordo com as seguintes características:

- **Homogêneas ou espacialmente dispersivas:** Caso $p \ll \lambda_0$ as superfícies podem ser modeladas como meios efetivos homogêneos e caracterizadas por parâmetros superficiais efetivos. Caso contrário, os parâmetros superficiais se tornam funções das coordenadas espaciais tendo como efeito o surgimento de polarização mútua, conforme discutido em (YANG; RAHMAT-SAMII, 2019).
- **Espalhadoras ou aberturas:** a superfície é classificada a partir da topologia dos elementos podendo ser espalhadora ou abertura. Superfícies espalhadoras são compostas por um conjunto de elementos espalhadores sem contato elétrico enquanto superfícies com aberturas são compostas por aberturas espaçadas periodicamente, como exemplificado na Figura 11a e Figura 11b.
- **Isotrópicos ou anisotrópicos:** os conceitos de isotropia e anisotropia em su-

perfícies estão relacionados em como seus parâmetros de espalhamento variam com relação ao ângulo de propagação φ . Superfícies isotrópicas possuem parâmetros de espalhamento independentes de φ , enquanto superfícies anisotrópicas apresentam dependência deste ângulo, com surgimento de efeitos de polarização cruzada. Em (HOLLOWAY et al., 2012; YANG; RAHMAT-SAMII, 2019) afirma-se que o efeito de anisotropia é minimizado quando os elementos que compõem a superfície são suficientemente simétricos.

- **Camada única ou múltiplas camadas:** diferencia-se uma superfície de camada única de uma superfície de múltiplas camadas pela quantidade de camadas de células unitárias da estrutura conforme exemplificado na Figura 11c e Figura 11d.
- **Ondas espaciais ou de superfície:** superfícies eletromagnéticas são utilizadas para controlar tanto ondas espaciais quanto ondas de superfície sendo diferenciadas pelos parâmetros que irão caracterizá-las em cada modo. Em modos de ondas espaciais a caracterização da estrutura se dá por meio dos parâmetros de espalhamento enquanto para modos de ondas de superfície são utilizados os auto-modos de propagação.

Figura 11 – Classificação de superfícies eletromagnéticas pela topologia dos elementos e pela quantidade de camadas.



Fonte: (LIU et al., 2019a).

Em contraposição aos metamateriais tridimensionais que são caracterizados, geralmente, pela permissividade e pela permeabilidade efetivas, as metasuperfícies têm sido modeladas por parâmetros efetivos de superfície que se manifestam no problema eletromagnético como uma condição de contorno efetiva.

Segundo (MCCALL et al., 2018), dependendo da manipulação desejada da onda eletromagnética utiliza-se uma técnica específica de projeto da metasuperfície. Para controle de ondas de superfície a técnica de transformação de coordenadas é utilizada com o objetivo de controlar a frente de onda e o trajeto destas ondas mantendo-as na superfície. Já o controle de radiação utiliza-se da modulação das condições de contorno de impedância para alterar localmente as propriedades de dispersão e transformar as ondas de superfície em *leaky-waves* (ondas vazantes). Por fim, para o controle de ondas espaciais, podem ser utilizadas representações em termos da polarizabilidade (TRETAKOV, 2003), da susceptibilidade superficial (HOLLOWAY et al., 2005) ou da impedância de superfície (EPSTEIN; ELEFTHERIADES, 2016), na formulação destas condições de contorno. Estas representações podem ser simplificadas considerando a classificação da superfície eletromagnética a ser estudada e são apresentadas na Subseção 3.1.1 a seguir.

3.1.1 Características de superfície

A partir das condições de contorno convencionais as discontinuidades de campo causadas pelas superfícies eletromagnéticas são representadas por correntes superficiais que estão relacionadas tanto às características da estrutura quanto aos campos aplicados. Considerando uma superfície eletromagnética localizada no plano $z = 0$, a Equação (6) e a Equação (7) apresentam as condições de contorno convencionais

$$\left(\vec{E}_2 - \vec{E}_1\right)\Big|_{z=0} \times \hat{z} = \vec{J}_{s,m}\Big|_{z=0}, \quad (6)$$

$$\hat{z} \times \left(\vec{H}_2 - \vec{H}_1\right)\Big|_{z=0} = \vec{J}_{s,e}\Big|_{z=0}, \quad (7)$$

em que \vec{E}_1 e \vec{H}_1 , e \vec{E}_2 e \vec{H}_2 são os campos eletromagnéticos em $z = 0^-$ e $z = 0^+$, respectivamente. $\vec{J}_{s,m}$ é a corrente magnética superficial e $\vec{J}_{s,e}$ é a corrente elétrica superficial (LIU et al., 2019a).

Uma alternativa a esta representação é a aplicação das condições de contorno de impedância (*Impedance Boundary Conditions* - IBCs) que caracterizam a superfície eletromagnética por meio das impedâncias superficiais efetivas elétrica $\bar{\bar{Z}}_e$ e magnética $\bar{\bar{Z}}_m$ que, em sua abordagem mais geral, são tensores bidimensionais. As relações destas impedâncias com os campos eletromagnéticos são apresentados na Equação (8) e na Equação (9)

$$\left(\vec{E}_2 - \vec{E}_1\right)\Big|_{z=0} \times \hat{z} = \bar{\bar{Z}}_m \cdot \frac{1}{2} \left(\vec{H}_{1,t} + \vec{H}_{2,t}\right)\Big|_{z=0}, \quad (8)$$

$$\hat{z} \times \left(\vec{H}_2 - \vec{H}_1\right)\Big|_{z=0} = \bar{\bar{Z}}_e^{-1} \cdot \frac{1}{2} \left(\vec{E}_{1,t} + \vec{E}_{2,t}\right)\Big|_{z=0}, \quad (9)$$

onde o subscrito t indica as componentes tangenciais (EPSTEIN; ELEFTHERIADES, 2016).

Os parâmetros que relacionam os campos às densidades de polarização da superfície eletromagnética são as polarizabilidades e as susceptibilidades superficiais dependendo da definição de campo adotada nessas relações. Conforme descrito em (YANG; RAHMAT-SAMII, 2019) estes parâmetros possuem uma correlação e podem ser expressos um em função do outro. Além disso, estas características não se alteram para diferentes campos aplicados dependendo apenas dos parâmetros geométricos dos espalhadores e da célula unitária (ALBOOYEH, 2015).

As polarizabilidades relacionam as densidades de polarização superficiais com os campos locais responsáveis por esta polarização do espalhador (YANG; RAHMAT-SAMII, 2019). Esta relação é apresentada na Equação (10) e na Equação (11)

$$\vec{P} = \varepsilon_0 N \bar{\alpha}_{ee} \cdot \vec{E}_{loc} + \frac{1}{c_0} N \bar{\alpha}_{em} \cdot \vec{H}_{loc}, \quad (10)$$

$$\vec{M} = \frac{1}{\eta_0} N \bar{\alpha}_{me} \cdot \vec{E}_{loc} + N \bar{\alpha}_{mm} \cdot \vec{H}_{loc}, \quad (11)$$

onde $\bar{\alpha}_{ee}$, $\bar{\alpha}_{mm}$, $\bar{\alpha}_{em}$ e $\bar{\alpha}_{me}$ são os tensores polarizabilidade elétrica, magnética, eletromagnética e magnetoelétrica, c_0 é a velocidade da luz no vácuo, N é o número de espalhadores por unidade de área, \vec{P} , \vec{M} são as densidades de polarização superficiais elétrica e magnética, respectivamente, e \vec{E}_{loc} , \vec{H}_{loc} são os campos eletromagnéticos locais na posição de determinado espalhador.

Uma descrição macroscópica destes efeitos é obtida a partir das susceptibilidades superficiais que relacionam as densidades de polarização superficiais com os campos médios sobre a estrutura (ACHOURI, 2017). Esta relação é apresentada na Equação (12) e na Equação (13)

$$\vec{P} = \varepsilon_0 \bar{\chi}_{ee} \cdot \vec{E}_{avg} + \frac{1}{c_0} \bar{\chi}_{em} \cdot \vec{H}_{avg}, \quad (12)$$

$$\vec{M} = \frac{1}{\eta_0} \bar{\chi}_{me} \cdot \vec{E}_{avg} + \bar{\chi}_{mm} \cdot \vec{H}_{avg}, \quad (13)$$

onde $\bar{\chi}_{ee}$, $\bar{\chi}_{mm}$, $\bar{\chi}_{em}$ e $\bar{\chi}_{me}$ são os tensores susceptibilidade superficial (cuja unidade é metro) elétrica, magnética, eletromagnética e magnetoelétrica, e \vec{E}_{avg} , \vec{H}_{avg} são os campos eletromagnéticos médios sobre a superfície eletromagnética, conforme apresentado na Equação (14) e na Equação (15)

$$\vec{E}_{avg} = \frac{\vec{E}_1 + \vec{E}_2}{2}, \quad (14)$$

$$\vec{H}_{\text{avg}} = \frac{\vec{H}_1 + \vec{H}_2}{2}. \quad (15)$$

Para resolução deste problema de interface (KUESTER et al., 2003) introduziu as condições de transição de interface generalizadas (*Generalized Sheet Transition Conditions* - GSTC), aplicadas às superfícies eletromagnéticas. Estas condições de contorno expressam as descontinuidades de campo ao longo da interface relacionadas às densidades de polarização superficial conforme expresso da Equação (16) a Equação (19) onde o subscrito t indica as componentes tangenciais.

$$\left(\vec{E}_2 - \vec{E}_1\right)\Big|_{z=0} \times \hat{z} = j\omega\mu_0\vec{M}_t - \nabla_t \left(\frac{P_z}{\varepsilon_0}\right) \times \hat{z}, \quad (16)$$

$$\hat{z} \times \left(\vec{H}_2 - \vec{H}_1\right)\Big|_{z=0} = j\omega\vec{P}_t - \hat{z} \times \nabla_t M_z, \quad (17)$$

$$\hat{z} \cdot \left(\vec{E}_2 - \vec{E}_1\right)\Big|_{z=0} = -\nabla \cdot \left(\frac{\vec{P}_t}{\varepsilon_0}\right), \quad (18)$$

$$\hat{z} \cdot \left(\vec{H}_2 - \vec{H}_1\right)\Big|_{z=0} = -\nabla \cdot \vec{M}_t. \quad (19)$$

Sendo assim, as relações de campo sobre uma superfície eletromagnética caracterizada pelos tensores susceptibilidade superficial (elétrico e magnético) são determinadas analiticamente através das GSTCs. Logo, é possível, a partir destas relações de campo, obter os parâmetros de espalhamento da superfície eletromagnética em função das susceptibilidades superficiais, bem como extrair estas características da estrutura conforme descrito na Subseção 3.1.2 a seguir.

3.1.2 Relação entre parâmetros de espalhamento e susceptibilidades superficiais

Segundo (YANG; RAHMAT-SAMII, 2019), considerando uma superfície eletromagnética periódica, homogênea, composta por espalhadores *subwavelength*, é possível desprezar os efeitos de polarização mútua e, conseqüentemente, zerar os tensores $\bar{\bar{\chi}}_{em}$ e $\bar{\bar{\chi}}_{me}$. Caso os espalhadores sejam suficientemente simétricos os efeitos de polarização cruzada passam a ser desprezíveis sendo possível assumir que os tensores $\bar{\bar{\chi}}_{ee}$ e $\bar{\bar{\chi}}_{mm}$ são diagonais (HOLLOWAY et al., 2012; YANG; RAHMAT-SAMII, 2019). Portanto, com estas considerações, a superfície eletromagnética passa a ser representada pelos tensores expressos na Equação (20).

$$\bar{\bar{\chi}}_{ee} = \begin{pmatrix} \chi_{ee}^{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \chi_{ee}^{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \chi_{ee}^{zz} \end{pmatrix}, \bar{\bar{\chi}}_{mm} = \begin{pmatrix} \chi_{mm}^{xx} & 0 & 0 \\ 0 & \chi_{mm}^{yy} & 0 \\ 0 & 0 & \chi_{mm}^{zz} \end{pmatrix}. \quad (20)$$

Desta forma as interações dos campos eletromagnéticos com esta superfície podem ser obtidas a partir da aplicação das GSTCs (Equação (16) e Equação (17)). Considerando que a superfície está localizada em $z = 0$ tais interações são completamente expressas, de acordo com o teorema da unicidade, pela Equação (21) e pela Equação (22)

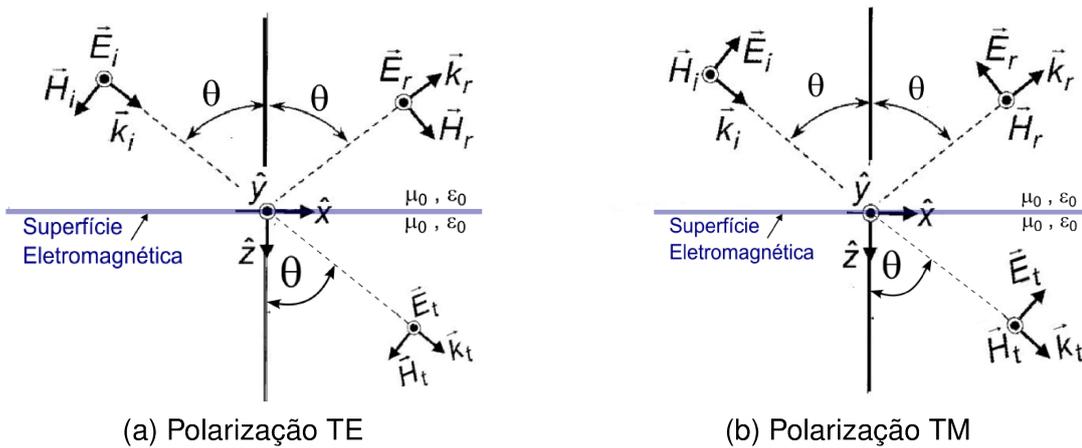
$$\left(\vec{E}_2 - \vec{E}_1\right)\Big|_{z=0} \times \hat{z} = j\omega\mu_0\bar{\chi}_{\text{mm}} \cdot \frac{1}{2} \left(\vec{H}_{1,t} + \vec{H}_{2,t}\right)\Big|_{z=0} + \hat{z} \times \nabla_t \left(\chi_{\text{ee}}^{zz} \frac{1}{2} (E_{1,z} + E_{2,z})\right)\Big|_{z=0}, \quad (21)$$

$$\hat{z} \times \left(\vec{H}_2 - \vec{H}_1\right)\Big|_{z=0} = j\omega\varepsilon_0\bar{\chi}_{\text{ee}} \cdot \frac{1}{2} \left(\vec{E}_{1,t} + \vec{E}_{2,t}\right)\Big|_{z=0} - \hat{z} \times \nabla_t \left(\chi_{\text{mm}}^{zz} \frac{1}{2} (H_{1,z} + H_{2,z})\right)\Big|_{z=0}, \quad (22)$$

onde o subscrito t indica as componentes tangenciais de campo.

Uma vez que estas interações de campo-superfície estão definidas a obtenção dos parâmetros de espalhamento desta superfície eletromagnética em função das susceptibilidades superficiais pode ser realizada de maneira simplificada através da análise da incidência de uma onda plana com polarizações TE e TM sobre esta superfície disposta no espaço livre conforme apresentado na Figura 12. Neste caso, os ângulos de incidência, reflexão e transmissão são iguais a θ e os parâmetros de espalhamento são independentes da coordenada azimutal φ .

Figura 12 – Representação da incidência de onda plana, com polarizações TE e TM, sobre uma superfície eletromagnética periódica, *subwavelength* e homogênea disposta no espaço livre.



Fonte: O autor (2022).

Aplicando as expressões dos campos apresentados na Figura 12 nas equações das GSTCs (Equação (21) e Equação (22)), obtém-se os parâmetros de reflexão e transmissão em função das susceptibilidades superficiais, conforme apresentado na Equação (23), para o caso TE, e na Equação (24), para o caso TM (HOLLOWAY et al., 2012).

$$\begin{aligned}\Gamma^{\text{TE}}(\theta) &= \frac{-j\frac{k_0}{2\cos\theta}(\chi_{ee}^{yy} - \chi_{mm}^{xx} \cos^2\theta + \chi_{mm}^{zz} \sin^2\theta)}{1 - \left(\frac{k_0}{2}\right)^2 \chi_{mm}^{xx} (\chi_{ee}^{yy} + \chi_{mm}^{zz} \sin^2\theta) + j\frac{k_0}{2\cos\theta}(\chi_{ee}^{yy} + \chi_{mm}^{xx} \cos^2\theta + \chi_{mm}^{zz} \sin^2\theta)}, \\ T^{\text{TE}}(\theta) &= \frac{1 + \left(\frac{k_0}{2}\right)^2 \chi_{mm}^{xx} (\chi_{ee}^{yy} + \chi_{mm}^{zz} \sin^2\theta)}{1 - \left(\frac{k_0}{2}\right)^2 \chi_{mm}^{xx} (\chi_{ee}^{yy} + \chi_{mm}^{zz} \sin^2\theta) + j\frac{k_0}{2\cos\theta}(\chi_{ee}^{yy} + \chi_{mm}^{xx} \cos^2\theta + \chi_{mm}^{zz} \sin^2\theta)},\end{aligned}\quad (23)$$

$$\begin{aligned}\Gamma^{\text{TM}}(\theta) &= \frac{-j\frac{k_0}{2\cos\theta}(-\chi_{mm}^{yy} + \chi_{ee}^{xx} \cos^2\theta - \chi_{ee}^{zz} \sin^2\theta)}{1 - \left(\frac{k_0}{2}\right)^2 \chi_{ee}^{xx} (\chi_{mm}^{yy} + \chi_{ee}^{zz} \sin^2\theta) + j\frac{k_0}{2\cos\theta}(\chi_{mm}^{yy} + \chi_{ee}^{xx} \cos^2\theta + \chi_{ee}^{zz} \sin^2\theta)}, \\ T^{\text{TM}}(\theta) &= \frac{1 + \left(\frac{k_0}{2}\right)^2 \chi_{ee}^{xx} (\chi_{mm}^{yy} + \chi_{ee}^{zz} \sin^2\theta)}{1 - \left(\frac{k_0}{2}\right)^2 \chi_{ee}^{xx} (\chi_{mm}^{yy} + \chi_{ee}^{zz} \sin^2\theta) + j\frac{k_0}{2\cos\theta}(\chi_{mm}^{yy} + \chi_{ee}^{xx} \cos^2\theta + \chi_{ee}^{zz} \sin^2\theta)}.\end{aligned}\quad (24)$$

A obtenção das susceptibilidades superficiais pode ser realizada considerando a incidência normal ($\theta = 0^\circ$) e oblíqua ($\theta = \theta_0$) TE e TM de uma onda plana sobre a superfície. A partir dos parâmetros de espalhamento obtidos via simulação, são extraídas as susceptibilidades por meio das relações apresentadas na Equação (25) (HOLLOWAY et al., 2012).

$$\begin{aligned}\chi_{ee}^{xx} &= \frac{2j \Gamma^{\text{TM}}(0^\circ) + T^{\text{TM}}(0^\circ) - 1}{k_0 \Gamma^{\text{TM}}(0^\circ) + T^{\text{TM}}(0^\circ) + 1}, \\ \chi_{ee}^{yy} &= \frac{2j \Gamma^{\text{TE}}(0^\circ) + T^{\text{TE}}(0^\circ) - 1}{k_0 \Gamma^{\text{TE}}(0^\circ) + T^{\text{TE}}(0^\circ) + 1}, \\ \chi_{ee}^{zz} &= -\frac{\chi_{mm}^{yy}}{\sin^2\theta_0} + \frac{2j\cos\theta_0 \Gamma^{\text{TM}}(\theta_0) - T^{\text{TM}}(\theta_0) + 1}{k_0\sin^2\theta_0 \Gamma^{\text{TM}}(\theta_0) - T^{\text{TM}}(\theta_0) - 1}, \\ \chi_{mm}^{xx} &= \frac{2j \Gamma^{\text{TE}}(0^\circ) - T^{\text{TE}}(0^\circ) + 1}{k_0 \Gamma^{\text{TE}}(0^\circ) - T^{\text{TE}}(0^\circ) - 1}, \\ \chi_{mm}^{yy} &= \frac{2j \Gamma^{\text{TM}}(0^\circ) - T^{\text{TM}}(0^\circ) + 1}{k_0 \Gamma^{\text{TM}}(0^\circ) - T^{\text{TM}}(0^\circ) - 1}, \\ \chi_{mm}^{zz} &= -\frac{\chi_{ee}^{yy}}{\sin^2\theta_0} + \frac{2j\cos\theta_0 \Gamma^{\text{TE}}(\theta_0) + T^{\text{TE}}(\theta_0) - 1}{k_0\sin^2\theta_0 \Gamma^{\text{TE}}(\theta_0) + T^{\text{TE}}(\theta_0) + 1}.\end{aligned}\quad (25)$$

3.1.3 Relação entre impedância e susceptibilidades superficiais

Uma vez que as susceptibilidades superficiais estejam determinadas a interação entre as ondas eletromagnéticas e esta superfície pode ser obtida para diversos ângulos de incidência e polarização por meio da impedância de superfície tendo em vista que as susceptibilidades e as impedâncias possuem uma correlação. Esta correlação é importante por mesclar a caracterização através das susceptibilidades e a possibilidade de representação da estrutura através de um modelo de circuitos.

A partir das condições de contorno generalizadas (GBCs) que combinam as expressões das GSTCs e das IBCs para os casos de incidência de onda plana sobre a estrutura é possível parametrizar as impedâncias de superfície em função das susceptibilidades. Primeiramente, considerando-se as expressões dos campos eletromagnéticos apresentados na Figura 12a (Polarização TE), a Equação (21) e a Equação (22) são reescritas conforme a Equação (26) e a Equação (27) (LIU et al., 2019a)

$$\left(\vec{E}_2 - \vec{E}_1\right)\Big|_{z=0} \times \hat{z} = j\eta_0 k_0 \chi_{mm}^{xx} \cdot \frac{1}{2} \left(\vec{H}_{1,t} + \vec{H}_{2,t}\right)\Big|_{z=0}, \quad (26)$$

$$\hat{z} \times \left(\vec{H}_2 - \vec{H}_1\right)\Big|_{z=0} = j\frac{k_0}{\eta_0} \left(\chi_{ee}^{yy} + \chi_{mm}^{zz} \text{sen}^2\theta\right) \cdot \frac{1}{2} \left(\vec{E}_{1,t} + \vec{E}_{2,t}\right)\Big|_{z=0}. \quad (27)$$

Comparando-se a Equação (8) e a Equação (26), a Equação (9) e a Equação (27), por inspeção são estabelecidas as relações entre as impedâncias superficiais (para o caso TE) e as susceptibilidades superficiais, conforme expresso na Equação (28) e na Equação (29). De maneira similar, aplicando-se a mesma ideia para o caso de polarização TM, obtém-se as relações apresentadas pela Equação (30) e Equação (31) (LIU et al., 2019a).

$$Z_e^{\text{TE}}(\theta) = -\frac{j\eta_0}{k_0 \left(\chi_{ee}^{yy} + \chi_{mm}^{zz} \text{sen}^2\theta\right)}, \quad (28)$$

$$Z_m^{\text{TE}} = j\eta_0 k_0 \chi_{mm}^{xx}, \quad (29)$$

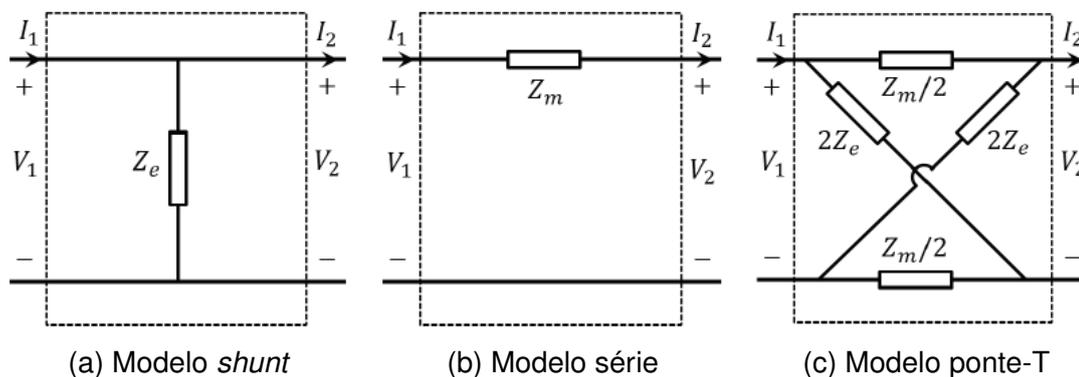
$$Z_e^{\text{TM}} = -\frac{j\eta_0}{k_0 \chi_{ee}^{xx}}, \quad (30)$$

$$Z_m^{\text{TM}}(\theta) = j\eta_0 k_0 \left(\chi_{mm}^{yy} + \chi_{ee}^{zz} \text{sen}^2\theta\right). \quad (31)$$

Pontua-se que as impedâncias obtidas a partir destas expressões podem representar a superfície eletromagnética em um modelo de circuitos. Como apresentado na Figura 13, caso os espalhadores que compõem a superfície sejam PEC, esta estrutura pode ser representada por um circuito *shunt* da impedância Z_e . Caso os espalhadores sejam PMC, a estrutura é representada por um circuito série da impedância Z_m . E, de maneira mais geral, uma superfície eletromagnética é representada pelo modelo ponte-T (LIU et al., 2019a).

A utilização da representação proposta pelas GBCs no projeto de antenas *leaky-wave* (LIU et al., 2019b), na análise de superfícies com múltiplas camadas (LIU et al., 2019a) e na análise de *reflectarrays* (LIU et al., 2018) apresentaram resultados que a tornam uma opção atual e interessante na concepção de superfícies eletromagnéticas. Os resultados obtidos em (LIU et al., 2018) são apresentados e reproduzidos na Seção 3.2 para validação da implementação computacional das GBCs tendo em

Figura 13 – Modelos de circuitos de uma superfície eletromagnética.



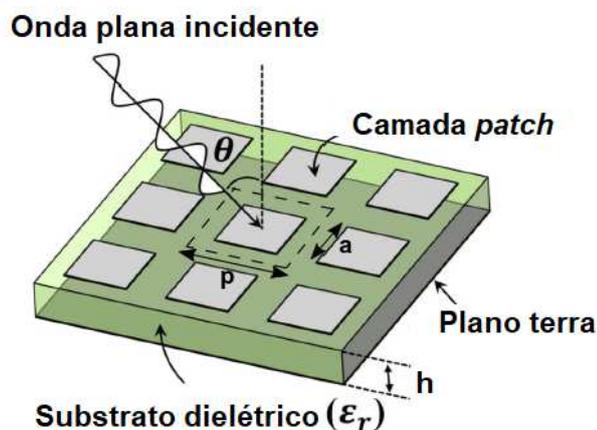
Fonte: Adaptada de (LIU et al., 2019a).

vista que a superfície eletromagnética que compõe a antena *reflectarray* apresenta características semelhantes às utilizadas na composição das AMC's.

3.2 Validação computacional das GBCs

O trabalho de (LIU et al., 2018) aplicou as GBCs na caracterização de uma superfície eletromagnética constituída de espalhadores metálicos quadrados de lado a e arranjos de forma periódica com célula unitária quadrada, de periodicidade $p = \lambda_0/10$, conforme apresentado na Figura 14. Esta superfície eletromagnética é disposta sobre um substrato dielétrico aterrado com a finalidade de se obter uma antena *reflectarray*, e pode ser classificada como homogênea, isotrópica, de camada única, composta por espalhadores para controle de ondas espaciais.

Figura 14 – Composição da antena *reflectarray* apresentada em (LIU et al., 2018).



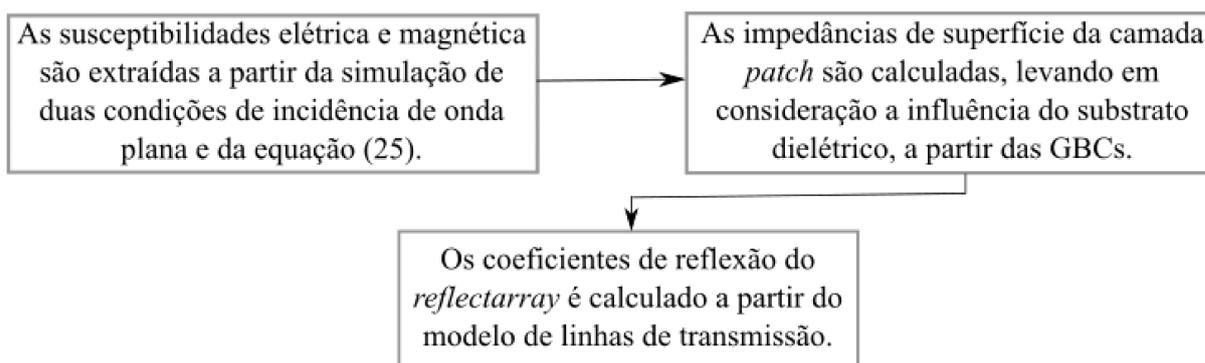
Fonte: Adaptada de (LIU et al., 2018).

Após a caracterização dos espalhadores através das GBCs o coeficiente de reflexão do *reflectarray* é obtido por meio do modelo de linha de transmissão da Figura 6

para diferentes polarizações e ângulos de incidência θ . Para validação dos resultados obtidos estes são comparados com os resultados de simulação *fullwave* da célula unitária completa (espalhador sobre substrato). Com o objetivo de validar o modelo computacional para aplicação das GBCs desenvolvido nesta tese fez-se a reprodução do caso estudado em (LIU et al., 2018), uma vez que a composição da célula unitária de uma antena *reflectarray* é semelhante à de metasuperfícies AMC convencionais.

O método de análise dos elementos do *reflectarray* consiste em três passos principais apresentados na Figura 15. As susceptibilidades superficiais da camada *patch*, que contém somente os espalhadores metálicos, são extraídas (conforme discutido na Subseção 3.1.2). Posteriormente, as impedâncias de superfície a partir das GBCs (levando-se em conta o efeito do substrato dielétrico aterrado) são computadas. Por fim, calcula-se o coeficiente de reflexão da estrutura a partir do modelo de linhas de transmissão.

Figura 15 – Diagrama de blocos do método de análise de *reflectarrays* proposto por (LIU et al., 2018).



Fonte: O autor (2022).

Para aplicação do método proposto por Liu implementou-se o modelo computacional da célula unitária quadrada do arranjo periódico que compõe a antena *reflectarray* no *software* comercial HFSS (*High Frequency Structure Simulator*). A caracterização da camada *patch* é realizada por meio das susceptibilidades superficiais a partir da extração dos parâmetros de espalhamento dos espalhadores assumindo que as superfícies metálicas são PEC e estão dispostas no espaço livre. Os efeitos da periodicidade são considerados a partir da aplicação das condições de contorno periódicas e da excitação do sistema por portas de Floquet (ANSYS, 2016a). O ângulo de incidência oblíqua é $\theta_0 = 60^\circ$ e a frequência de análise para o caso estudado é $f_0 = 12,5$ GHz ($\lambda_0 = 24$ mm) que também é a frequência definida de simulação do método *single-frequency* do HFSS.

Após a extração dos parâmetros de espalhamento, a Equação (25) é aplicada para obtenção das susceptibilidades superficiais sendo que, neste caso, como os espa-

lhadores são PEC e simétricos em x e y, a superfície eletromagnética é representada apenas por $\chi_{ee}^{xx} = \chi_{ee}^{yy}$ e χ_{mm}^{zz} , segundo (LIU et al., 2018). Posteriormente a impedância superficial da camada *patch* Z_{patch} é obtida para as polarizações TE e TM a partir da Equação (28) e Equação (30), respectivamente, em que os parâmetros de espaço livre (η_0 e k_0) nas equações são alterados por parâmetros de um meio efetivo (η_{eff} e k_{eff}) para levar em consideração os efeitos da presença do substrato dielétrico. A Equação (32) apresenta as expressões empregadas por Liu para cálculo dos parâmetros do meio efetivo. Por fim o coeficiente de reflexão é calculado a partir do modelo de linha de transmissão, considerando o substrato aterrado como uma linha de transmissão curto-circuitada.

$$\eta_{\text{eff}} = \frac{\eta_0}{\sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}}, k_{\text{eff}} = k_0 \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}. \quad (32)$$

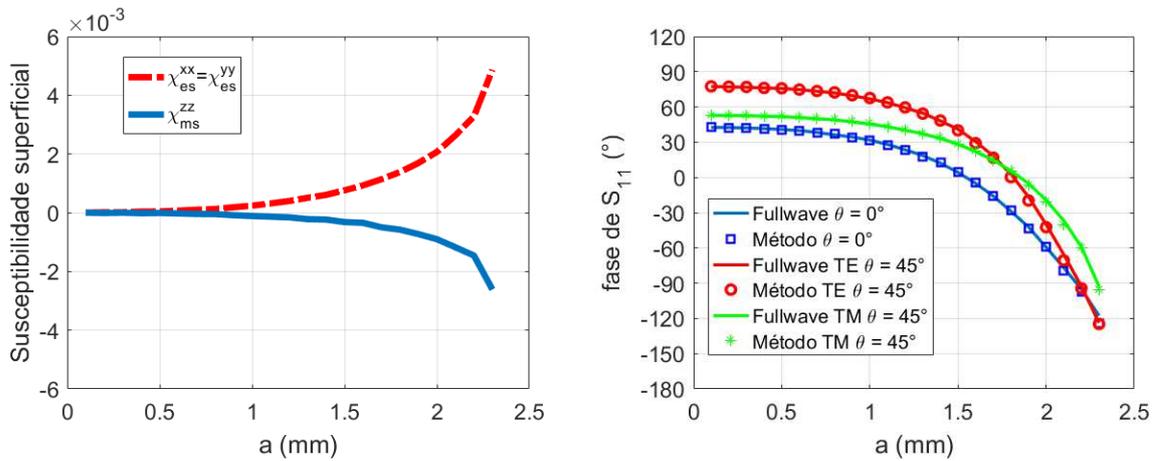
O coeficiente de reflexão do *reflectarray*, calculado pela aplicação das GBCs é avaliado variando-se o lado do espalhador quadrado (de 0,1 a 2,3 mm) considerando-se dois substratos dielétricos distintos ($\epsilon_r = 2,55$, $\text{tg } \delta = 0,0019$ e $h = 3,18$ mm, para o caso 1, e $\epsilon_r = 10$, $\text{tg } \delta = 0,0035$ e $h = 1,58$ mm, para o caso 2), e analisando-se polarizações TE e TM com ângulos de incidência $\theta = 0^\circ$ e 45° . As respostas obtidas por meio da aplicação das GBCs são comparadas com a simulação da estrutura completa, em ambos os casos. A Figura 16 apresenta as susceptibilidades extraídas bem como a fase do coeficiente de reflexão para os casos 1 e 2 comparando-se os resultados obtidos pela aplicação das GBCs com os da simulação da célula unitária completa.

A partir dos resultados apresentados na Figura 16 verifica-se que o modelo computacional para aplicação das GBCs utilizado neste trabalho apresenta boa concordância entre o modelo de linha de transmissão (utilizando GBCs) e o modelo da estrutura completa para os diversos casos analisados. Por fim o método se mostrou eficaz na análise do coeficiente de reflexão da estrutura em diferentes polarizações, ângulos de incidência e substratos.

3.3 Considerações Finais

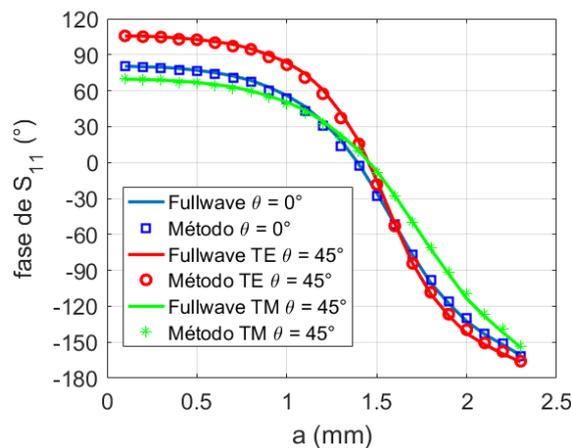
Neste capítulo foram apresentados os principais conceitos relacionados à caracterização de superfícies eletromagnéticas através de parâmetros superficiais como a polarizabilidade, a susceptibilidade superficial e a impedância de superfície, cada qual com vantagens e desvantagens de utilização. Em especial, a susceptibilidade superficial representa a estrutura analisada em função dos parâmetros geométricos dos espalhadores, fazendo com que, uma vez caracterizada a estrutura, a relação da superfície com campos eletromagnéticos distintos possa ser obtida. Esta relação

Figura 16 – Comparação dos resultados obtidos pela aplicação das GBCs e da simulação computacional da célula unitária completa, na caracterização do coeficiente de reflexão de uma antena *reflectarray*.



(a) Susceptibilidades superficiais

(b) Resposta de fase do caso 1



(c) Resposta de fase do caso 2

Fonte: O autor (2022).

permite o ajuste da geometria e, conseqüentemente, de seus parâmetros superficiais para se obter características desejadas dos campos eletromagnéticos. Além disso, as relações entre os parâmetros de espalhamento e as susceptibilidades superficiais, elétricas e magnéticas, foram apresentadas considerando o caso específico da incidência de ondas planas TE e TM sobre a superfície. Estas relações tornam possíveis a extração das susceptibilidades a partir da obtenção dos parâmetros de espalhamento que podem ser obtidos por simulação computacional ou medição. Apresentou-se, também, a relação entre as impedâncias de superfície e as susceptibilidades superficiais a partir das condições de contorno generalizadas. Esta relação se torna importante uma vez que as metasuperfícies, geralmente, são modeladas a partir do modelo de linhas de transmissão.

Por fim o modelo computacional implementado no HFSS utilizado neste trabalho para aplicação das GBCs foi validado através do estudo de caso de uma antena *reflectarray*. Os resultados obtidos a partir da aplicação das GBCs foram comparados com os obtidos por meio da simulação *fullwave* da célula unitária completa corroborando com a validade do modelo empregado. Tendo em vista que a composição das células unitárias de uma metasuperfície AMC é semelhante à do *reflectarray* estudado a aplicação das GBCs na análise e projeto de AMCs torna-se uma possibilidade interessante para caracterização destas estruturas. Diferentemente de (LIU et al., 2018), esta tese define as condições de campo para a aplicação em AMCs e, posteriormente, avalia as susceptibilidades superficiais das geometrias de espalhadores que apresentam comportamento AMC.

4 Projeto de AMCs usando GBCs

O projeto de metasuperfícies AMC é realizado, comumente, utilizando o modelo de linhas de transmissão, combinada com expressões analíticas, ou a aplicação de técnicas de otimização na célula unitária completa conforme abordado no Capítulo 2. Estas técnicas apresentam limitações em termos de flexibilidade de geometrias em que podem ser empregadas ou de custo computacional.

Esta tese apresenta a utilização das GBCs no projeto das metasuperfícies AMCs. Tendo em vista que a representação de superfícies eletromagnéticas a partir das GBCs utiliza parâmetros que são função somente da geometria dos espalhadores e da célula unitária e requer a simulação numérica *fullwave* apenas da camada de espalhadores para obtenção das susceptibilidades, esta técnica tem potencial para ser mais flexível e menos custosa computacionalmente do que as técnicas convencionais.

Sendo assim, esse capítulo apresenta os resultados da proposição de aplicação das condições de contorno generalizadas no projeto de diferentes metasuperfícies AMCs, discutindo os passos necessários para implementação da técnica. É realizado o estudo de caso de diferentes geometrias de espalhadores e substratos avaliando-se o efeito destas diferenças no projeto bem como a análise da estabilidade angular e de polarização das estruturas obtidas. As metasuperfícies com melhor desempenho de estabilidade são avaliadas como refletores de antena impressa comparando a performance do conjunto composto por antena mais AMC nos casos estudados.

4.1 Descrição do método de projeto

A proposição da aplicação das GBCs para projeto de estruturas AMC se baseia em quatro passos principais que são apresentados nessa seção. Como geralmente é feito nos métodos convencionais, assume-se que a metasuperfície será projetada a partir da incidência normal de uma onda plana ($\theta = 0^\circ$) sobre a estrutura, sendo a fase do coeficiente de reflexão nula em uma determinada frequência de ressonância f_0 .

Neste trabalho a camada *patch* das metasuperfícies AMC é composta por espalhadores *subwavelength* simétricos. Portanto, esta superfície eletromagnética pode ser classificada como homogênea, isotrópica, de camada única e composta por espalhadores para controle de ondas espaciais. Sendo assim tanto as expressões quanto o modelo computacional apresentados no Capítulo 3 são válidos para aplicação do método proposto.

Outras considerações iniciais importantes são: de acordo com (LIU et al., 2019a;

HOLLOWAY et al., 2012), caso a superfície eletromagnética seja composta por espalhadores PEC suficientemente simétricos, têm-se que $\chi_{ee}^{xx} = \chi_{ee}^{yy} = \chi_{ee}$ e $\chi_{mm}^{zz} = \chi_{mm}$, são os parâmetros que caracterizam a superfície. Já as componentes χ_{mm}^{xx} , χ_{mm}^{yy} e χ_{ee}^{zz} são nulas por serem espalhadores PEC com espessura desprezível. Além disso, considera-se que as características do substrato dielétrico (ϵ_r e h), onde a superfície eletromagnética será disposta, são conhecidas.

A partir do modelo de linhas de transmissão apresentado na Subseção 2.2.1, pontua-se que o comportamento de reflexão em fase ocorre caso a condição de $Z_{\text{patch}} = Z_d^*$ seja satisfeita conforme Equação (4). Conhecendo previamente as características do substrato dielétrico, Z_d é calculado utilizando a Equação (2) e, conseqüentemente, a impedância Z_{patch} .

Considerando a condição de incidência normal da onda plana sobre a estrutura, a susceptibilidade superficial χ_{ee} da camada *patch* é calculada a partir das relações entre as impedâncias de superfície e as susceptibilidades superficiais obtidas pelas GBCs (Equação (28) e Equação (30)). A Equação (33) apresenta a relação utilizada para este cálculo levando em conta as considerações iniciais. Pontua-se que, de acordo com a Equação (28) e a Equação (30), a influência da susceptibilidade magnética χ_{mm} na impedância Z_{patch} será evidenciada somente quando $\theta \neq 0^\circ$, sendo fator importante na análise de estabilidade angular e de polarização, realizada posteriormente.

$$\chi_{ee} = \frac{-j\eta_{\text{eff}}}{k_{\text{eff}}Z_{\text{patch}}}. \quad (33)$$

A simulação das superfícies eletromagnéticas é realizada utilizando *softwares* comerciais que calculam os parâmetros de espalhamento destas superfícies. As relações apresentadas na Equação (23) e na Equação (24) (com as devidas simplificações, devido às considerações iniciais desta seção) são utilizadas e o parâmetro de espalhamento necessário (reflexão Γ ou transmissão T) para representação da susceptibilidade superficial projetada é calculado. Neste trabalho adotou-se T , que é determinado a partir da Equação (34)

$$T(0^\circ) = \frac{1}{1 + 0.5jk_0\chi_{ee}}. \quad (34)$$

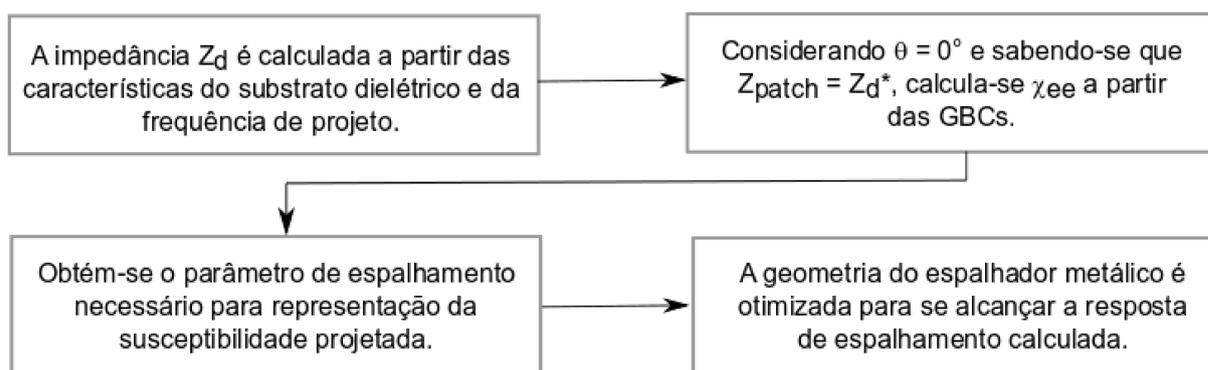
Por fim, com as geometrias dos espalhadores metálicos definidas e parametrizadas, realiza-se uma análise paramétrica e, posteriormente, uma otimização dos fatores geométricos para obter o parâmetro de espalhamento calculado. Neste caso, o problema de otimização é representado pela Equação (35)

$$\min_x \left(\frac{(\text{Re}\{S_{21}(x)\} - \text{Re}\{T(0^\circ)\})^2 + (\text{Im}\{S_{21}(x)\} - \text{Im}\{T(0^\circ)\})^2}{2} \right) \text{ em } f_0, \quad (35)$$

onde x é o vetor de parâmetros usado em cada geometria de espalhador e S_{21} é o parâmetro de transmissão simulado.

O diagrama de blocos apresentado na Figura 17 sintetiza os passos necessários para aplicação das GBCs no projeto de AMCs.

Figura 17 – Diagrama de blocos do método proposto de projeto de AMCs *single-band* utilizando GBCs.



Fonte: O autor (2022).

4.2 Estudos de caso

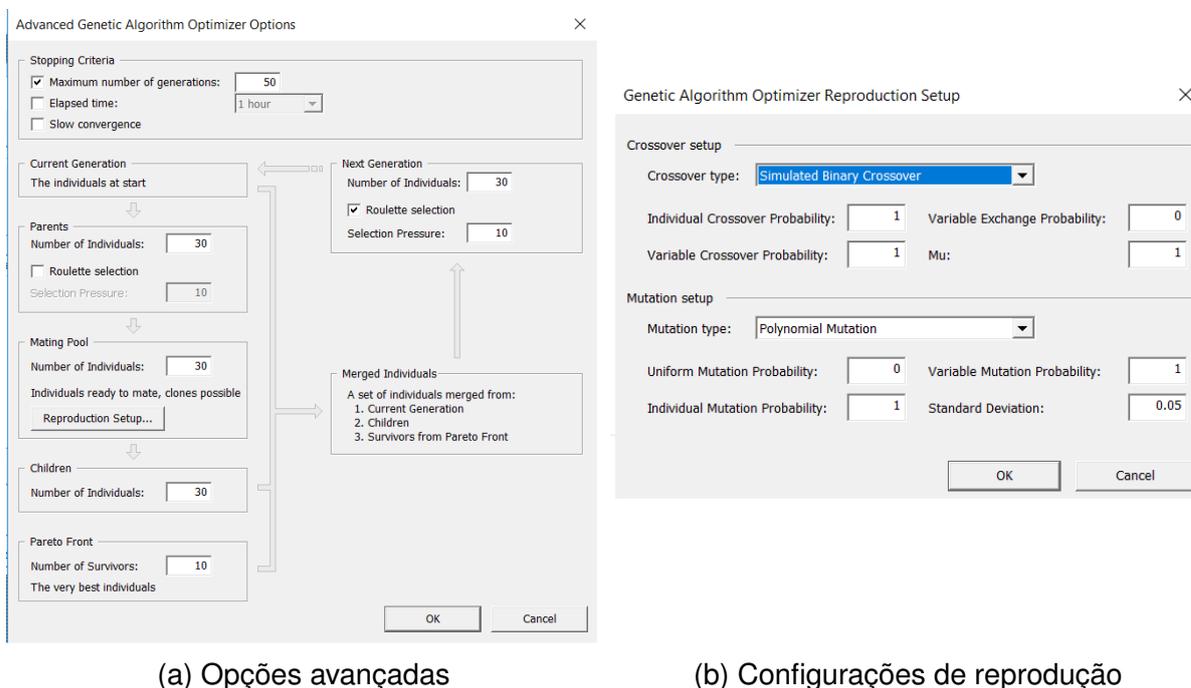
Com a finalidade de avaliar o método de projeto proposto e descrito na Figura 17, foi definida, para a realização dos estudos de caso, a frequência de ressonância $f_0 = 2,45$ GHz, que é a frequência central da banda ISM (*Industrial, Scientific and Medical*), utilizada em diversas aplicações como *Bluetooth*, WiFi e RFID. Consequentemente, todas as células unitárias estudadas possuem periodicidade $p = 12,24$ mm ($\lambda_0/10$), para serem *subwavelength* e atenderem aos critérios de homogeneidade.

A resposta de fase das estruturas é avaliada na faixa de frequências de 1 a 5 GHz. Além disso, os resultados de simulação foram obtidos a partir de modelos computacionais (iguais ao apresentado na Seção 3.2) implementados no *software* comercial HFSS. Destaca-se, também, que nos casos em que métodos de otimização são aplicados na obtenção das estruturas, o Algoritmo Genético de Busca Aleatória (*Genetic Algorithm Random Search - GA*) do HFSS (ANSYS, 2016b), em sua configuração padrão apresentada na Figura 18, é adotado.

4.2.1 Avaliação dos substratos

O projeto de metasuperfícies AMC requer o conhecimento prévio das características do substrato dielétrico (ϵ_r e h) sobre o qual os espalhadores metálicos serão dispostos. Como existem substratos dielétricos comerciais com as mais variadas permissividades elétricas relativas, espessuras, e faixas de preço, é necessário estabelecer

Figura 18 – Configuração padrão do Algoritmo Genético de Busca Aleatória do *software* HFSS utilizada para otimização das geometrias dos espalhadores metálicos da AMC.



Fonte: O autor (2022).

uma relação de compromisso entre os substratos disponíveis e o efeito que seus parâmetros causam na metasuperfície.

Em (RAMOS, 2019), é apresentado um estudo da variação da frequência de ressonância e da largura de banda de operação AMC em função de mudanças nos parâmetros do substrato dielétrico para um mesmo espalhador metálico quadrado. Para o caso estudado é concluído que um aumento de ϵ_r implicaria em redução de f_0 e da BW, enquanto um aumento de h implicaria em redução de f_0 e aumento da BW (porém, aumenta o tamanho físico da estrutura).

Comercialmente diversos materiais são utilizados como substrato para aplicações em alta frequência tais como o FR-4, Rogers, Teflon, entre outros. Para a escolha dos materiais a serem utilizados deve-se levar em consideração o custo e a disponibilidade, visando a possibilidade futura de construção de protótipos para validação dos resultados simulados. Atendendo a estes critérios neste trabalho são avaliados os substratos Rogers RT/Duroid 5880 (denominado nas análises de caso #1) e o FR-4 (denominado nas análises de caso #2).

O FR-4 é um dielétrico que possui custo acessível, sendo facilmente encontrado para aquisição no Brasil. Entretanto, geralmente, não vem acompanhado de um *datasheet*, apresentando ϵ_r variando em uma faixa de 3,7 a 4,7 enquanto a tangente de

perdas do material ($\text{tg } \delta$) varia em uma faixa de 0,010 a 0,025. O Rogers RT/Duroid 5880 é um substrato de custo mais elevado, que necessita de importação para aquisição. Porém, vem acompanhado de um *datasheet* com todas as informações das características físicas e eletromagnéticas da placa. As características dos substratos disponíveis que serão utilizados neste capítulo são apresentadas na Tabela 1.

Tabela 1 – Parâmetros dos substratos dielétricos utilizados.

	Substrato	ϵ_r	$\text{tg } \delta$	h (mm)
Caso #1	Rogers RT5880	2,2	0,0009	6,35
Caso #2	FR-4	4,4	0,0200	7,85

Fonte: O autor (2022).

Considerando que estes substratos aterrados são caracterizados pela impedância Z_d de uma linha de transmissão terminada em curto, expressa na Equação (2), quando iluminados por uma onda plana de incidência normal, é possível expressar o comportamento de Z_d em função da frequência. De acordo com a Equação (2) a impedância da estrutura tenderá a infinito em uma frequência de ressonância que satisfaça a relação $h = \lambda_0 / (4\sqrt{\epsilon_r})$. Considerando os casos #1 e #2, estas frequências serão, aproximadamente, 7,96 GHz e 4,55 GHz, respectivamente.

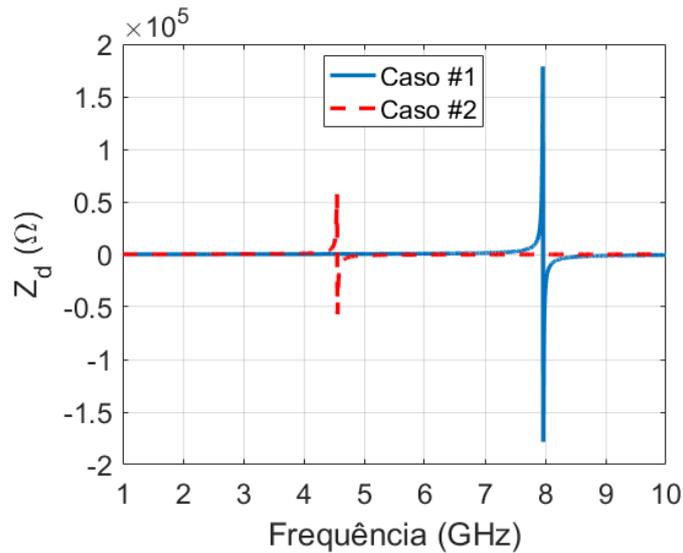
Este comportamento é observado ao realizar a análise da variação de Z_d com a frequência conforme apresentado na Figura 19. Pelos resultados apresentados observa-se que o dielétrico do caso #1 apresenta uma frequência de ressonância bastante superior ao do caso #2. A redução destas frequências de ressonância uma vez que os substratos estão definidos, pode ser realizada por meio da inclusão dos espalhadores metálicos. Estes espalhadores podem ser projetados utilizando o método proposto com o objetivo de atender a condição de $Z_{\text{patch}} = Z_d^*$ na frequência desejada fazendo com que a estrutura tenha impedância $Z_{\text{AMC}} \rightarrow \infty$, de acordo com a Equação (1).

Os três primeiros passos da Figura 17 podem ser realizados a partir dos resultados obtidos pela análise dos substratos. Em f_0 os substratos apresentam Z_d iguais a $j133,30 \Omega$ e $j202,35 \Omega$, respectivamente. Consequentemente, aplicando a Equação (33), é calculado que as susceptibilidades χ_{ee} dos espalhadores para se obter o comportamento AMC, deverão ser iguais a 0,0344 m e 0,0134 m, para os casos #1 e #2, respectivamente. Por fim, os parâmetros de espalhamento T que representam estas susceptibilidades são calculados utilizando a Equação (34) sendo obtidos $T(0^\circ) = 0,5618 - j0,4962$ e $T(0^\circ) = 0,8995 - j0,3125$, para os casos #1 e #2, respectivamente.

4.2.2 Comparação entre métodos

O quarto passo do método proposto é o ajuste da geometria do espalhador metálico visando alcançar os parâmetros projetados nos passos anteriores e apresen-

Figura 19 – Resposta da impedância Z_d em função da frequência, para os substratos dielétricos aterrados dos casos #1 e #2.



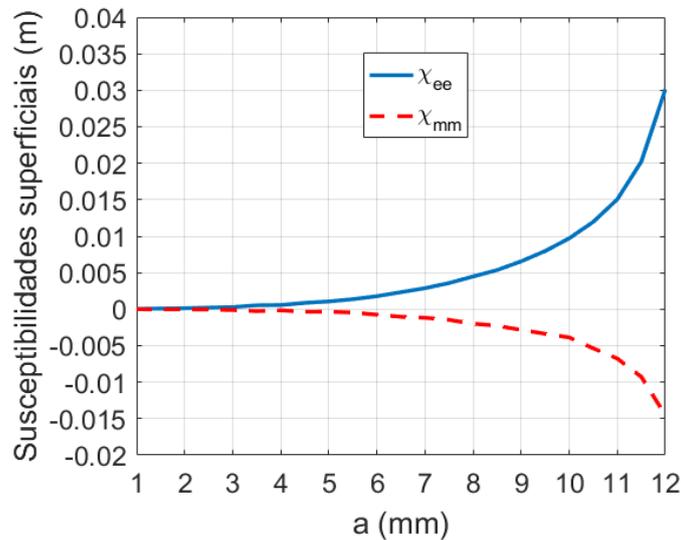
Fonte: O autor (2022).

tados na Subseção 4.2.1. Para isto, é necessário definir a geometria do espalhador que será otimizada. Para verificar a funcionalidade do método e realizar a comparação com os métodos convencionais, escolheu-se o espalhador quadrado de lado a que é a geometria mais simples utilizada na obtenção de metasuperfícies AMCs, apresentada na Figura 14.

Inicialmente, é realizada uma análise paramétrica do espalhador quadrado, variando o lado a de 1 a 12 mm, com passo de 0,5 mm, mantendo a periodicidade $p = \lambda_0/10$, a fim de verificar o comportamento das susceptibilidades superficiais deste espalhador na frequência f_0 . A Figura 20 apresenta as susceptibilidades superficiais obtidas com a variação da geometria do espalhador. Pelos resultados apresentados é observado que as susceptibilidades superficiais variam de maneira significativa com a geometria do espalhador sendo que, à medida que a distância entre os espalhadores diminui, a variação de susceptibilidade se torna mais abrupta. Analisando a variação de χ_{ee} , tendo como referência os valores projetados na Subseção 4.2.1 para os casos #1 e #2, conclui-se que, para o caso #1 o lado a deverá estar entre 12 e 12,24 mm e que, para o caso #2, o lado a deverá estar entre 10,5 e 11 mm.

A aplicação do método de linha de transmissão e expressões analíticas (denominado Modelo LT), utiliza a expressão que caracteriza a impedância Z_{patch} em função do lado a , da periodicidade p , de f_0 e dos parâmetros do substrato. Esta expressão analítica, válida somente para uma superfície eletromagnética eletricamente densa ($k_{\text{eff}}p \ll 2\pi$) composta por espalhadores metálicos em forma de quadrado é apresentada na Equação (36) (LUUKKONEN et al., 2008).

Figura 20 – Análise paramétrica das susceptibilidades superficiais de um espalhador metálico quadrado, variando-se o lado a da geometria.



Fonte: O autor (2022).

$$Z_{\text{patch}} = -j \frac{\eta_{\text{eff}} \pi}{2k_{\text{eff}} p} \left[\ln \left(\frac{1}{\text{sen} \left(\frac{\pi(p-a)}{2p} \right)} \right) \right]^{-1}. \quad (36)$$

Para aplicação da técnica de otimização da estrutura completa (denominada Otimização), cujo problema é descrito pela Equação (5) determina-se o vetor de parâmetros $x = a$, tal que $12 \text{ mm} \leq a < 12,24 \text{ mm}$ (para o caso #1) e $10,5 \text{ mm} \leq a \leq 11 \text{ mm}$ (para o caso #2). Este mesmo vetor de parâmetros é adotado para aplicação do método proposto na resolução do problema descrito pela Equação (35). A Tabela 2 apresenta os valores do lado a obtidas por cada método em cada caso estudado.

Tabela 2 – Lado a (em mm) do espalhador metálico quadrado obtido por cada método comparado.

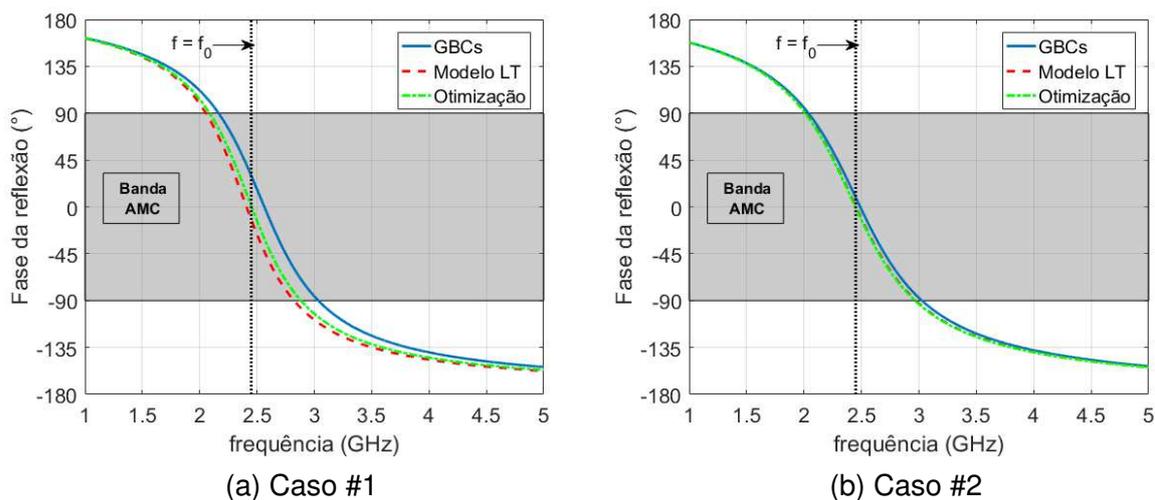
	Modelo de LT	Otimização	GBCs
Caso #1	12,151	12,133	12,081
Caso #2	10,847	10,869	10,751

Fonte: O autor (2022).

São utilizados o desvio de frequência (Δf), definido como a diferença entre a frequência de ressonância obtida e f_0 , a largura de banda (BW) de operação AMC da estrutura encontrada e o custo computacional (CC), definido como o tempo médio por iteração (em segundos) considerando um total de 50 iterações usando um PC Windows com processador Core i7-990X 3.46GHz e 8 GB de memória RAM, para comparação dos resultados obtidos por cada método. A Tabela 3 apresenta estes

dados para comparação dos métodos, enquanto a Figura 21a apresenta a resposta de fase das estruturas para o caso #1. Estes resultados, para o caso #2, são apresentados na Tabela 4 e na Figura 21b, respectivamente.

Figura 21 – Comparação das respostas de fase das metasuperfícies AMC, com espalhadores metálicos quadrados obtidas a partir dos métodos de linha de transmissão, otimização e GBCs, para os casos #1 e #2.



Fonte: O autor (2022).

Tabela 3 – Resultados obtidos da metasuperfície AMC com espalhador metálico quadrado, obtida por cada método de projeto para o caso #1.

	CC(s)	Δf (GHz)	Δf (%)	BW (GHz)	BW (%)	χ_{ee} (m)	χ_{mm} (m)
Modelo LT	-	0,042	1,714	0,768	31,347	-	-
Otimização	213,18	0,003	0,122	0,797	32,491	-	-
GBCs	40,04	0,114	4,653	0,870	33,931	0,0344	-0,0145

Fonte: O autor (2022).

Tabela 4 – Resultados obtidos da metasuperfície AMC com espalhador metálico quadrado, obtida por cada método de projeto para o caso #2.

	CC(s)	Δf (GHz)	Δf (%)	BW (GHz)	BW (%)	χ_{ee} (m)	χ_{mm} (m)
Modelo LT	-	0,001	0,041	0,960	39,184	-	-
Otimização	78,06	0,004	0,163	0,956	39,020	-	-
GBCs	30,02	0,039	1,592	0,987	39,655	0,0135	-0,0060

Fonte: O autor (2022).

De acordo com os resultados apresentados na Tabela 2 destaca-se que o método proposto neste trabalho obteve geometrias próximas às obtidas pela aplicação dos métodos convencionais. Esta proximidade de geometrias reflete em uma boa concordância das respostas de fase para ambos os casos conforme visto na Figura 21. De

maneira quantitativa, é verificada a funcionalidade do método proposto pelos resultados da Tabela 3 e Tabela 4 uma vez que o maior Δf dos casos estudados é de 4,653% e, mesmo assim, a metasuperfície projetada apresenta comportamento AMC em f_0 e tem a maior BW entre as estruturas obtidas.

Além disso, se comparado à técnica de otimização completa, nota-se que o método proposto apresenta menor CC em ambos os casos, sendo aproximadamente 5,3 vezes menor no caso #1 e 2,6 vezes menor no caso #2. Esta diferença entre os CC dos casos #1 e #2 é explicada pelo fato do caso #1 apresentar uma distância bem pequena entre os espalhadores, resultando em um esforço computacional maior para simular a superfície. Já a diferença de CC entre os métodos se justifica pelo fato dos passos de otimização do método proposto aplicarem simulação numérica *fullwave* apenas na camada *patch* enquanto na otimização convencional estas simulações são aplicadas na célula unitária completa.

Por fim é ressaltado que as estruturas obtidas utilizando os três métodos avaliados alcançaram comportamento AMC em toda a faixa de frequências ISM (2,4-2,5 GHz), apesar dos desvios de frequência. Estes resultados corroboram com a ideia inicial de que o método proposto é uma alternativa interessante para o projeto de metasuperfícies AMC.

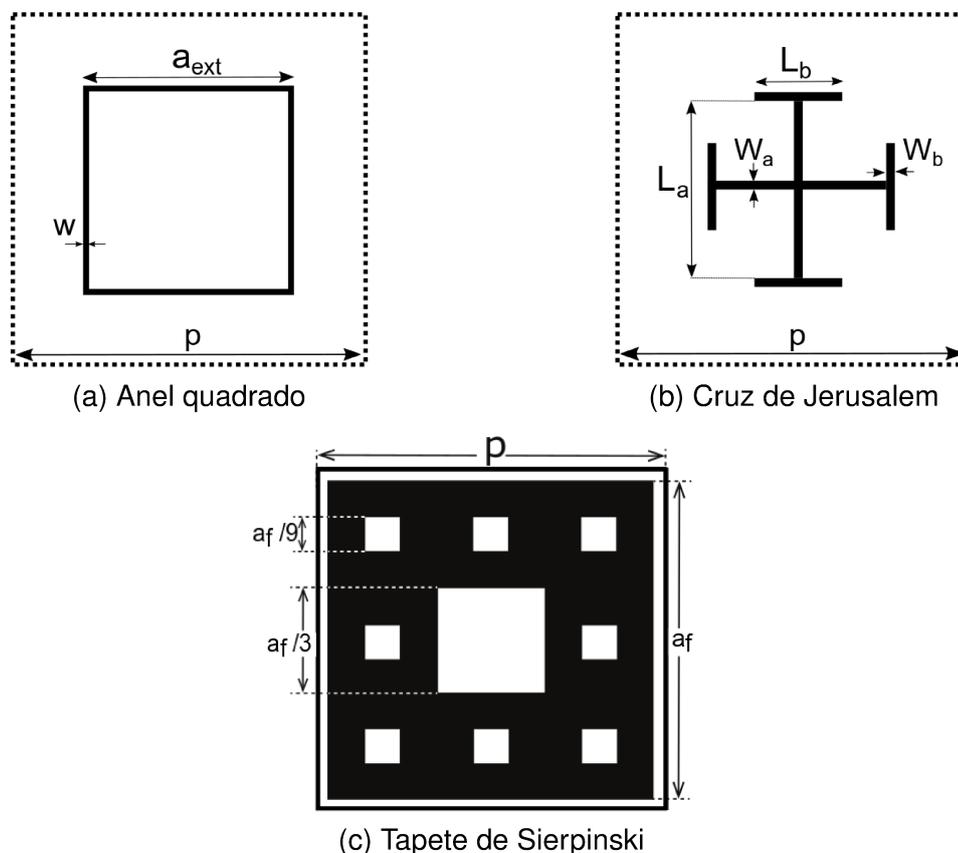
4.2.3 Teste de flexibilidade do método

A utilização das expressões analíticas no projeto de AMCs destaca-se pela rapidez na obtenção da estrutura. Porém, requer a aplicação de equações diferentes para cada geometria tornando sua utilização inviável para geometrias não-convencionais. Uma vez que os critérios de periodicidade e simetria das GBCs sejam atendidos, o mesmo procedimento da Figura 17 pode ser aplicado para diversas geometrias.

Para verificação desta flexibilidade de aplicação do método proposto em relação à variação de geometria dos espalhadores metálicos, as GBCs foram aplicadas em outras três geometrias: anel quadrado, cruz de Jerusalem e fractal tapete de Sierpinski. Enquanto o *patch* quadrado é um elemento do Grupo III da Figura 5, o anel e a cruz são dos Grupos II e I, respectivamente, enquanto o fractal é um elemento não-convencional. A Figura 22 apresenta estes espalhadores metálicos e seus parâmetros geométricos utilizados para caracterização das estruturas.

Devido à maior complexidade das geometrias uma limitação precisa das faixas de variação do vetor de parâmetros a partir de análise paramétrica é dificultada. Sendo assim, adotou-se neste trabalho as seguintes faixas de variação para o anel: $1 \text{ mm} \leq w \leq 3 \text{ mm}$ e $10 \text{ mm} \leq a_{\text{ext}} \leq 12,24 \text{ mm}$; para a cruz: $0,5 \text{ mm} \leq W_a \leq 2,5 \text{ mm}$, $0,5 \text{ mm} \leq W_b \leq 2 \text{ mm}$, $8 \text{ mm} \leq L_a \leq 11,5 \text{ mm}$, $6 \text{ mm} \leq L_b \leq 10 \text{ mm}$; para o fractal: $10 \text{ mm} \leq a_f \leq$

Figura 22 – Geometria de espalhadores metálicos compostos por anel quadrado, cruz de Jerusalem e tapete de Sierpinski.



Fonte: O autor (2022).

12,24 mm.

O método proposto é aplicado no projeto dos espalhadores. A Tabela 5 apresenta os valores dos parâmetros geométricos obtidos após a utilização do método, para os casos #1 e #2. A Figura 23 apresenta as respostas de fase das estruturas, em cada caso analisado enquanto a Tabela 6 apresenta os desvios de frequência e largura de banda de cada estrutura estudada.

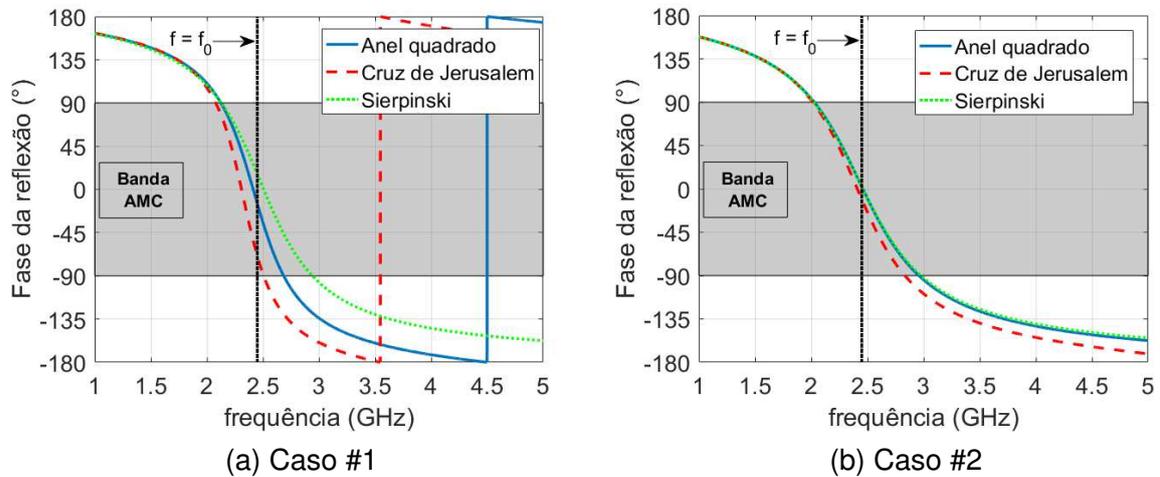
Tabela 5 – Parâmetros geométricos (em mm) dos espalhadores metálicos em forma de anel quadrado, cruz de Jerusalem e tapete de Sierpinski, obtidos pela aplicação das GBCs.

	Anel		Cruz				Sierpinski
	a_{ext}	w	W_a	W_b	L_a	L_b	a_f
Caso #1	12,005	1,002	0,629	0,504	11,153	8,552	12,097
Caso #2	10,739	2,782	2,288	1,613	8,385	6,071	10,795

Fonte: O autor (2022).

A partir dos resultados obtidos, nota-se que todas as metasuperfícies avaliadas obtiveram comportamento AMC na frequência de projeto a partir da aplicação das

Figura 23 – Comparação das respostas de fase das metasuperfícies AMC, com espalhadores metálicos no formato de anel quadrado, cruz de Jerusalem e tapete de Sierpinski, obtidas a partir das GBCs, para os casos #1 e #2.



Fonte: O autor (2022).

Tabela 6 – Resultados obtidos das metasuperfícies AMC, com espalhadores metálicos nos formatos de anel quadrado, cruz de Jerusalem e tapete de Sierpinski, para os casos #1 e #2.

	Δf (GHz)	Δf (%)	BW (GHz)	BW (%)	χ_{ee} (m)	χ_{mm} (m)
Anel (caso #1)	0,037	1,510	0,559	23,166	0,0345	-0,0098
Cruz (caso #1)	0,140	5,714	0,427	18,485	0,0344	0,0034
Sierpinski (caso #1)	0,057	2,326	0,810	33,061	0,0344	-0,0153
Anel (caso #2)	0,009	0,367	0,931	37,861	0,0134	-0,0061
Cruz (caso #2)	0,040	1,633	0,819	33,983	0,0136	-0,0014
Sierpinski (caso #2)	0,010	0,408	0,955	38,979	0,0134	-0,0060

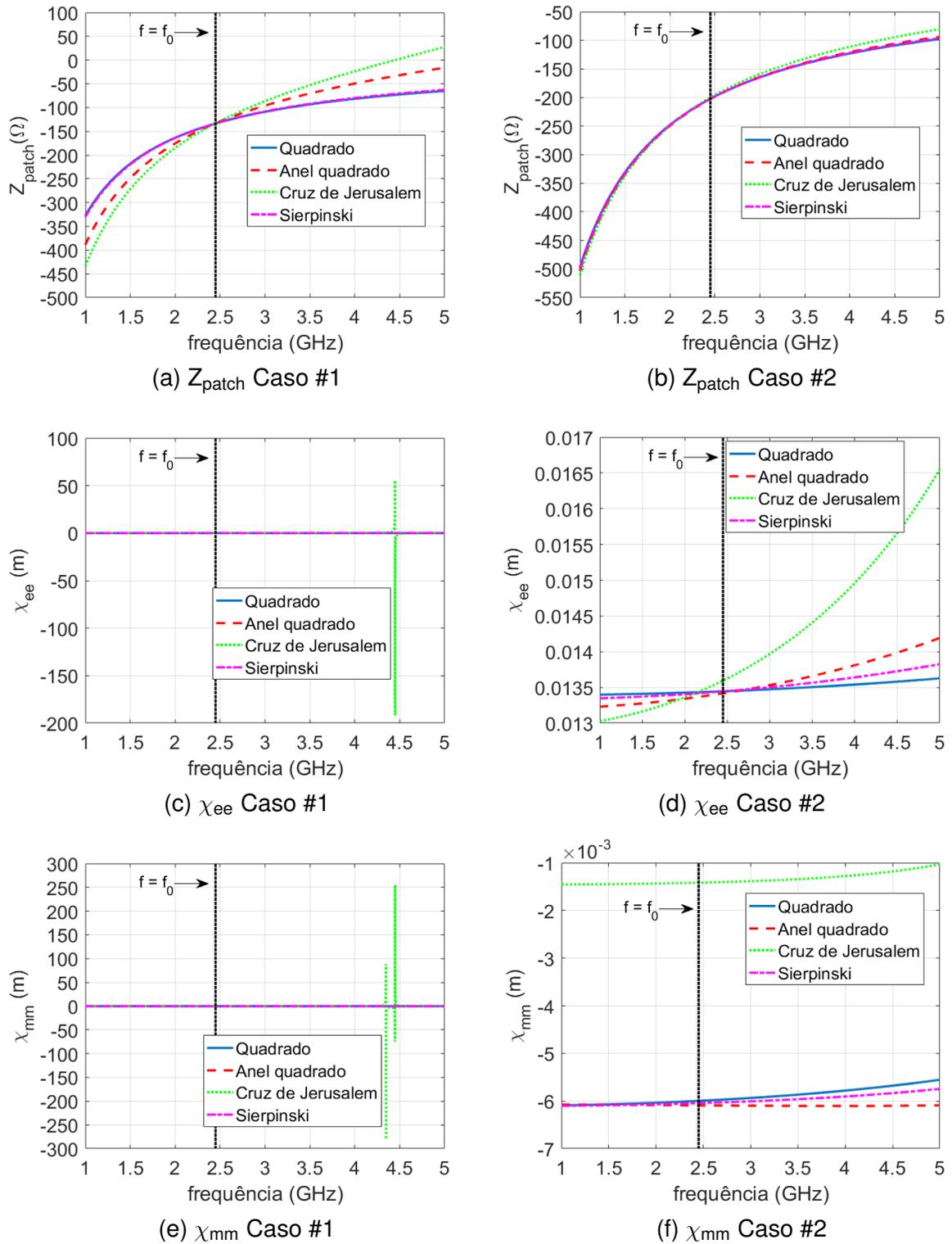
Fonte: O autor (2022).

GBCs independentemente do espalhador ou do substrato utilizado. Apesar de haver um desvio de frequência em todos os casos analisados, a fase do coeficiente de reflexão permaneceu dentro da faixa de operação AMC, entre $\pm 90^\circ$, na frequência de ressonância e em toda a banda de frequências ISM.

Dentre as geometrias estudadas a que apresentou maior BW foi o *patch* quadrado enquanto o anel quadrado obteve o menor Δf . Apesar de apresentarem valores de χ_{ee} próximos (em f_0), a resposta dos espalhadores metálicos varia distintamente em função da frequência, fato que justifica as diferenças encontradas entre as geometrias. Considerando os espalhadores metálicos projetados utilizando GBCs, a análise qualitativa desta variação com a frequência é observada na Figura 24.

É observado que o espalhador metálico em forma de quadrado é o que apresenta a menor variação de χ_{ee} com a frequência e, conseqüentemente, a menor variação

Figura 24 – Análise da variação de Z_{patch} , χ_{ee} e χ_{mm} com relação à frequência, para os espalhadores metálicos projetados utilizando GBCs, para os casos #1 e #2.



Fonte: O autor (2022).

da impedância Z_{patch} . Uma vez que a variação da impedância Z_d também é pequena próxima à faixa ISM, acredita-se que a relação de $Z_{\text{patch}} \approx Z_d^*$ se mantenha por uma faixa de frequências maior, justificando a maior largura de banda AMC. Em (LIU et al., 2018), esta variação pequena de χ_{ee} com a frequência para o espalhador metálico quadrado também é constatada.

Para o caso #2, apesar desta variação de χ_{ee} com a frequência também ser menor para o espalhador quadrado ela é pequena para todos os espalhadores, conduzindo a uma menor variação de Z_{patch} entre os espalhadores e, conseqüentemente, a uma aproximação do desempenho das metasuperfícies compostas pelas diversas geometrias. É válido ressaltar que esta avaliação da variação de Z_{patch} é realizada considerando incidência normal. Portanto, apesar da diferença de comportamento de χ_{mm} entre os espalhadores, é o comportamento de χ_{ee} que afetará Z_{patch} nesta condição de incidência.

4.2.4 Análise de estabilidade angular e de polarização

Outra comparação possível entre os espalhadores é a análise de estabilidade angular e de polarização das metasuperfícies AMC, conforme discutido em (COS; LAS-HERAS, 2015; ÁLVAREZ; COS; LAS-HERAS, 2018; ÁLVAREZ et al., 2018). Como apresentado na Seção 4.1, apesar de não ser um objetivo de projeto do método proposto, a susceptibilidade magnética χ_{mm} de cada geometria foi calculada para este estudo de estabilidade uma vez que sua influência na impedância Z_{patch} é evidenciada somente quando $\theta \neq 0$.

Para ângulos de incidência diferentes de 0° , as expressões para cálculo das impedâncias Z_{patch} e Z_d passam a ser dependentes de θ e da polarização. A Equação (37) e Equação (38) representam a impedância Z_{patch} para as polarizações TE e TM enquanto a Equação (39) e a Equação (40) representam a impedância Z_d . Pelas expressões, é observado que a variação angular de Z_{patch} ocorre somente na polarização TE. Tal fato é justificado pela presença de componente normal de campo magnético na condição de incidência oblíqua nesta polarização o que faz com que a componente normal do vetor de polarização superficial \vec{M} se torne não-nula uma vez que χ_{mm}^{zz} também é não-nulo. Como χ_{mm}^{zz} é diferente entre os espalhadores, esta variação angular para esta polarização passa a ser evidenciada também por este parâmetro.

$$Z_{\text{patch}}^{\text{TE}}(\theta) = -\frac{j\eta_{\text{eff}}}{k_{\text{eff}}(\chi_{ee} + k_0^2\chi_{mm}\text{sen}^2\theta/k_{\text{eff}}^2)}, \quad (37)$$

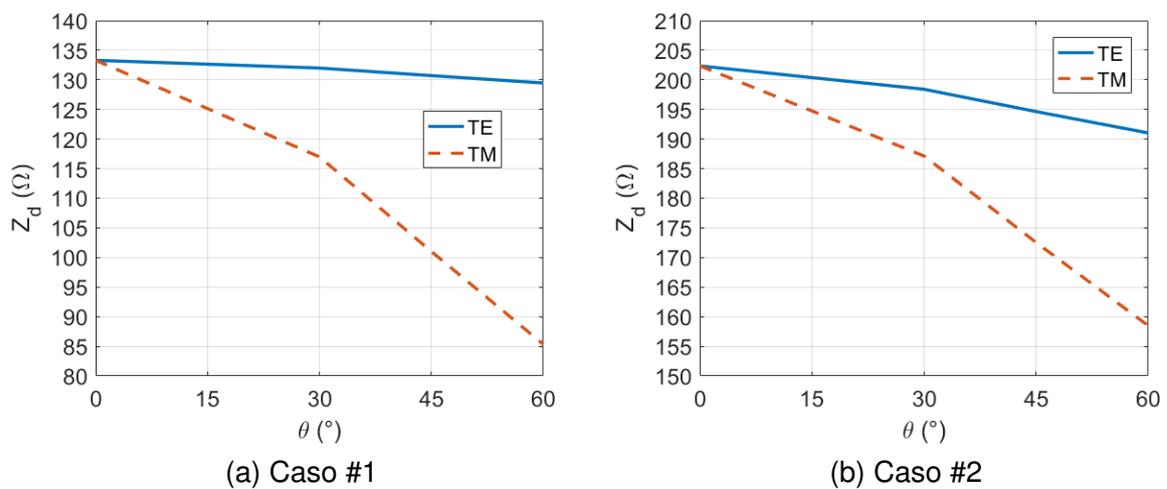
$$Z_{\text{patch}}^{\text{TM}} = -\frac{j\eta_{\text{eff}}}{k_{\text{eff}}\chi_{ee}}, \quad (38)$$

$$Z_d^{\text{TE}}(\theta_t) = j\left(\frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_r}\cos\theta_t}\right)\text{tg}(k_0\sqrt{\epsilon_r}h\cos\theta_t), \quad (39)$$

$$Z_d^{TM}(\theta_t) = j \left(\frac{\eta_0 \cos \theta_t}{\sqrt{\epsilon_r}} \right) \operatorname{tg}(k_0 \sqrt{\epsilon_r} h \cos \theta_t). \quad (40)$$

Primeiramente os efeitos causados pela variação angular e de polarização na impedância Z_d , para os casos #1 e #2 são analisados na frequência f_0 , considerando $\theta = 0^\circ, 30^\circ, 45^\circ$ e 60° . Esta análise é apresentada na Figura 25, sendo possível observar que em f_0 existe uma variação significativa de Z_d com relação à θ principalmente na polarização TM.

Figura 25 – Análise da variação de Z_d com relação à θ e à polarização, na frequência f_0 .

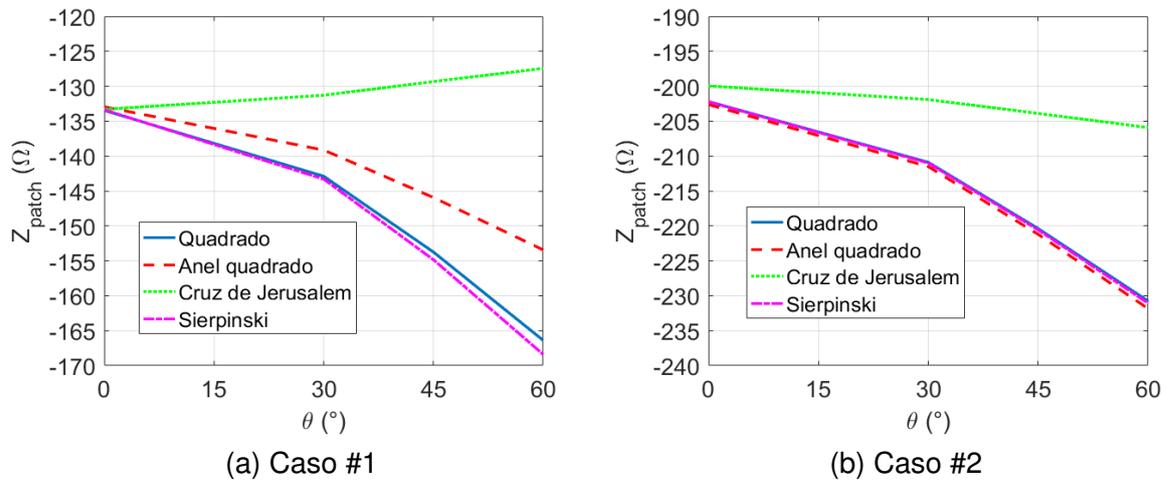


Fonte: O autor (2022).

Posteriormente a análise dos efeitos da variação angular na impedância $Z_{\text{patch}}^{\text{TE}}$ de cada espalhador obtido a partir da aplicação das GBCs é realizada na frequência f_0 para cada caso analisado. Pelos resultados obtidos, apresentados na Figura 26, nota-se que a variação angular afeta, de maneira menos significativa, a Z_{patch} do espalhador metálico em formato de cruz de Jerusalem para ambos os casos estudados. Pela Equação (37), esse comportamento já era esperado, uma vez que o valor de χ_{mm} do espalhador em formato de cruz de Jerusalem foi o de menor módulo dentre as geometrias analisadas, para ambos os casos o que implica em uma redução da parcela $\chi_{\text{mm}} \operatorname{sen}^2 \theta$.

Por fim é realizada a análise dos efeitos da variação angular e de polarização nas metasuperfícies AMC conforme discutido na Seção 2.3. A Figura 27 apresenta a resposta de fase para os diversos ângulos das metasuperfícies AMC constituída pelos diferentes espalhadores metálicos para o caso #1. Estes resultados, para o caso #2, são apresentados na Figura 28 enquanto a Tabela 7 apresenta os parâmetros de estabilidade de cada metasuperfície para ambos os casos analisados.

Figura 26 – Análise da variação de Z_{patch} com relação à θ , para polarização TE, na frequência f_0 .



Fonte: O autor (2022).

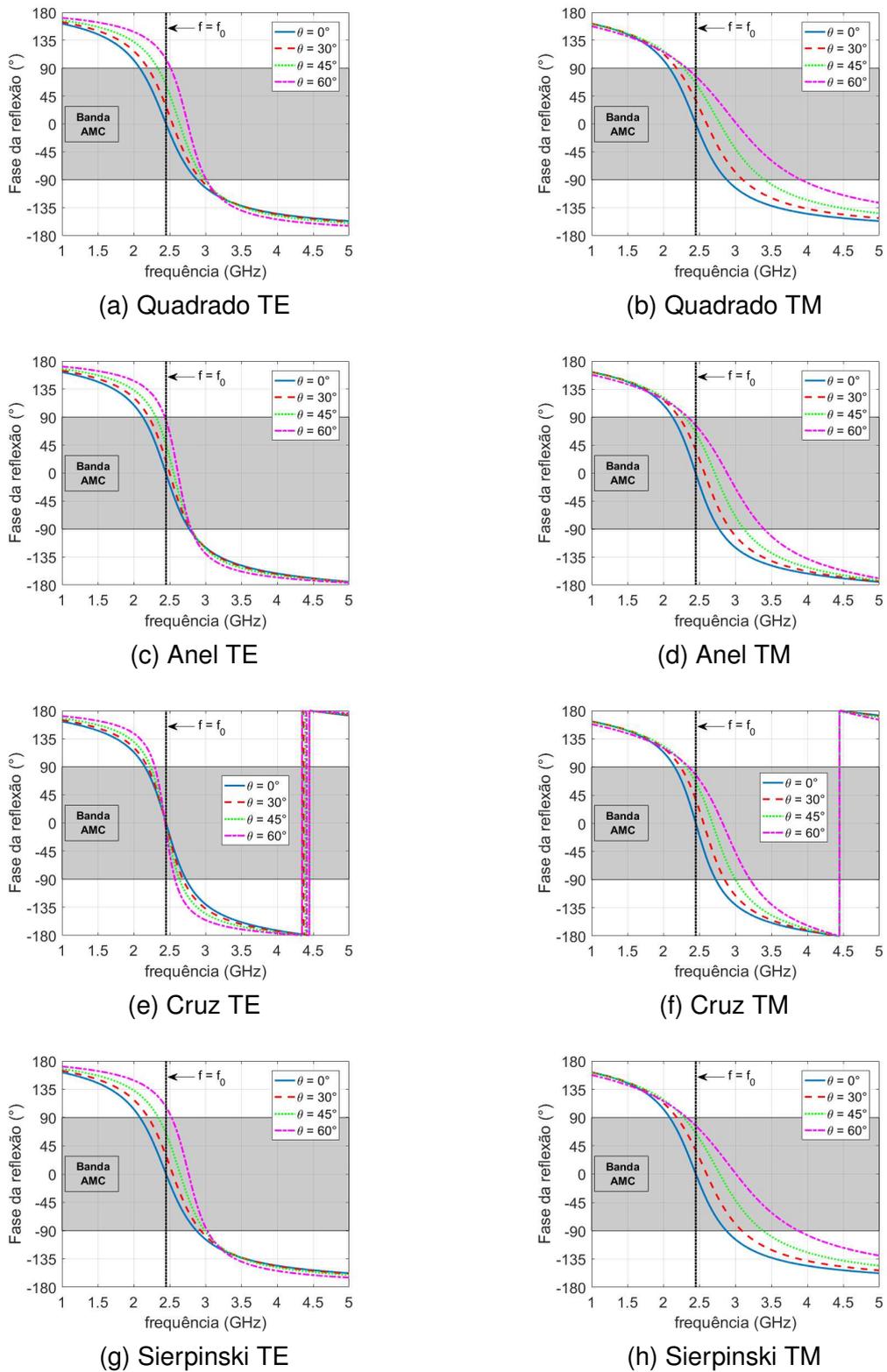
Tabela 7 – Parâmetros de análise de estabilidade das metasuperfícies AMC com espalhadores metálicos nos formatos de quadrado, anel quadrado, cruz de Jerusalem e tapete de Sierpinski para os casos #1 e #2.

	Δf_{est} (GHz)	Δf_{est} (%)	BW_{est} (GHz)	BW_{est} (%)
Quadrado (caso #1)	0,568	23,184	0,365	14,898
Anel (caso #1)	0,437	17,837	0,340	13,878
Cruz (caso #1)	0,373	15,224	0,281	11,469
Sierpinski (caso #1)	0,560	22,857	0,346	14,122
Quadrado (caso #2)	0,239	9,755	0,556	22,694
Anel (caso #2)	0,237	9,673	0,551	22,490
Cruz (caso #2)	0,228	9,306	0,490	20,000
Sierpinski (caso #2)	0,238	9,714	0,554	22,612

Fonte: O autor (2022).

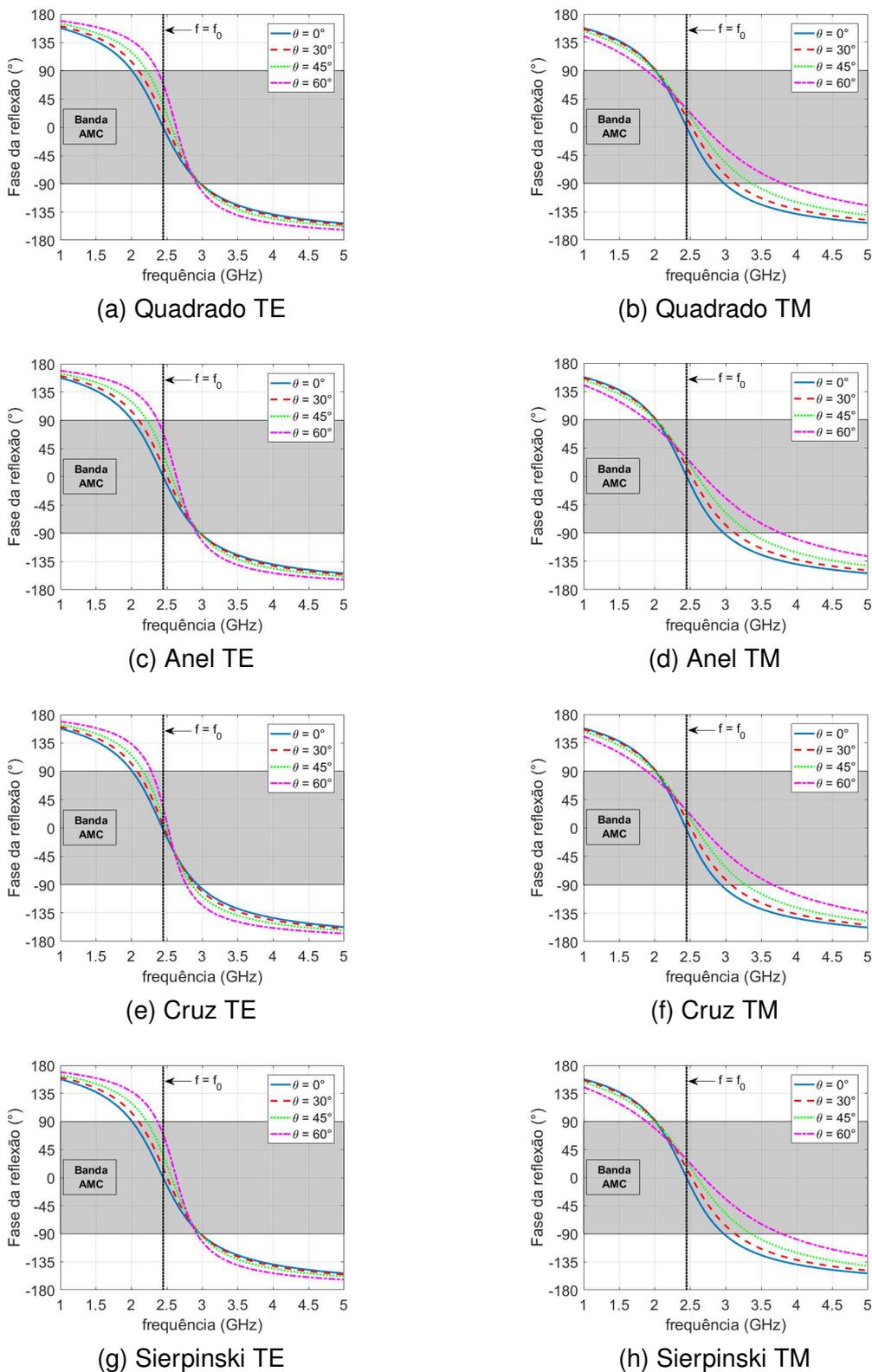
A partir dos resultados apresentados na Figura 27, na Figura 28 e na Tabela 7, é possível avaliar que, comparando-se os resultados dos espalhadores para um mesmo caso, o espalhador metálico quadrado apresenta o melhor desempenho em termos de BW_{est} , enquanto o espalhador no formato de cruz de Jerusalem apresenta o melhor desempenho em termos de Δf_{est} . Além disso, o efeito da menor variação de Z_{patch} , com relação à θ , na polarização TE, do espalhador em forma de cruz de Jerusalem acarretou em um menor desvio da frequência de ressonância nesta polarização. Em especial, para o caso #1, a relação $Z_{\text{patch}} = Z_d^*$ se manteve, de maneira aproximada, independente de θ , mantendo, assim, a frequência de ressonância em f_0 . É observado na Figura 24 que, no caso #1, este espalhador apresenta picos de χ_{ee} e χ_{mm} próximos à frequência de 4,5 GHz. Estes picos fazem com que $Z_{\text{patch}} \rightarrow 0$ e, conseqüentemente,

Figura 27 – Análise de estabilidade angular e de polarização das AMCs projetadas utilizando GBCs, para o caso #1.



Fonte: O autor (2022).

Figura 28 – Análise de estabilidade angular e de polarização das AMCs projetadas utilizando GBCs, para o caso #2.



Fonte: O autor (2022).

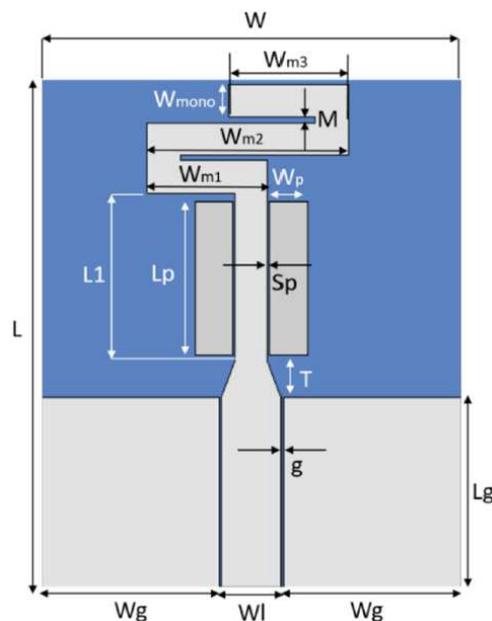
$\Gamma_{\text{fase}} \rightarrow 180^\circ$ conforme apresenta a Figura 27e e a Figura 27f. Isto sugere que espalhadores que apresentam variação da susceptibilidade com relação à frequência são indicados para aplicação em AMCs multibanda. Por outro lado a grande variação de Z_{patch} dos espalhadores quadrado e Sierpinski para o mesmo caso e polarização fez com que estes espalhadores apresentassem grande Δf_{est} e, conseqüentemente, não apresentassem comportamento AMC em f_0 , para $\theta = 60^\circ$.

4.2.5 Avaliação das AMCs como refletores de antenna impressa

Uma vez projetadas e caracterizadas as metasuperfícies AMC o estudo destas estruturas como refletores de antenna impressa pode ser realizada para verificação da influência das metasuperfícies no desempenho da antenna. Neste trabalho avalia-se a influência das metasuperfícies que apresentaram melhor desempenho de estabilidade: espalhador no formato quadrado do caso #2, que apresentou maior BW_{est} e espalhador no formato de cruz de Jerusalem do caso #2, que apresentou menor Δf_{est} .

É definida a topologia de antenna monopolo *meanderline* com alimentação por guia de onda coplanar (*Coplanar Waveguide* - CPW), utilizada em (GÓMEZ et al., 2020) para aplicação em internet das coisas (*Internet of Things* - IoT), com substrato dielétrico Rogers RO3003 ($\epsilon_r = 3,0$, $\text{tg } \delta = 0,0013$, $h = 0,76$ mm). A Figura 29 apresenta a configuração da antenna e seus parâmetros geométricos de projeto. Para ajustar a frequência de ressonância da antenna para 2,45 GHz otimizou-se o parâmetro W_{m3} utilizando o HFSS e seu GA, mantendo-se os demais parâmetros iguais aos definidos em (GÓMEZ et al., 2020). A Tabela 8 apresenta os valores dos parâmetros geométricos.

Figura 29 – Geometria da antenna monopolo com alimentação CPW.



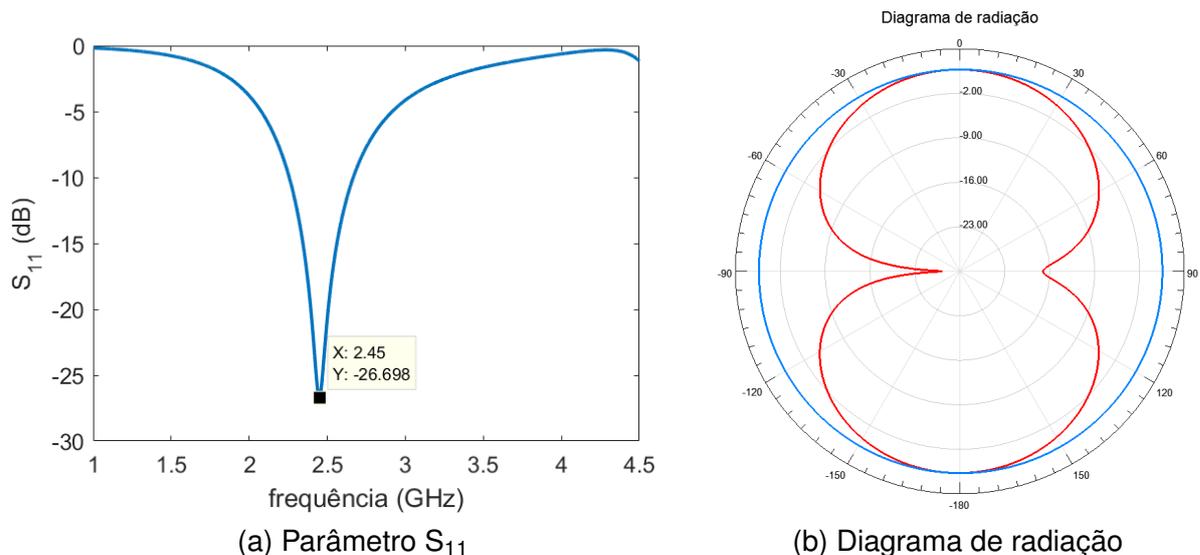
Fonte: (GÓMEZ et al., 2020).

Tabela 8 – Parâmetros geométricos (em mm) da antena monopolo com alimentação CPW com frequência de ressonância em 2,45 GHz.

L	W	L _g	W _g	L ₁	W _L	L _p	W _p	S _p	g	M	T
34,5	28,4	13,5	12	11	4	10	2,5	0,1	0,2	0,28	2,39
W _{mono}	W _{m1}	W _{m2}	W _{m3}								
2,2	7,1	11,5	15,6								

Fonte: O autor (2022).

A Figura 30a apresenta o parâmetro S_{11} da antena monopolo e a Figura 30b apresenta os cortes do diagrama de radiação da antena nos planos E e H. Observa-se que a antena apresenta $S_{11} = -26,698$ dB estando operacional na frequência de ressonância de 2,45 GHz, uma largura de banda de operação de 409 MHz e que o diagrama de radiação apresenta comportamento omnidirecional, com ganho realizado máximo de 1,74 dB.

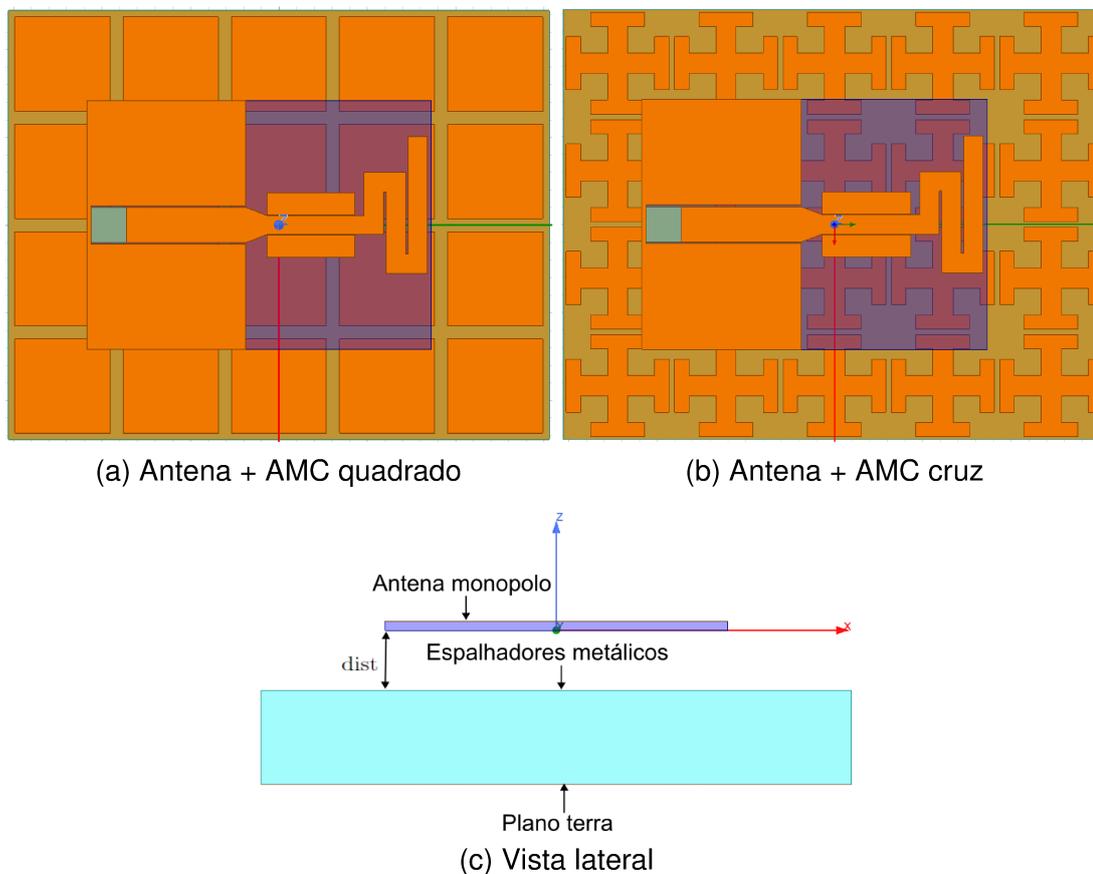
Figura 30 – Parâmetro S_{11} e diagrama de radiação (vermelho plano E e azul plano H) da antena monopolo com alimentação CPW.

Fonte: O autor (2022).

As metasuperfícies AMC definidas para teste são inseridas a uma distância $dist$ entre a parte inferior do substrato da antena e a camada de espalhadores metálicos da AMC, conforme visto na Figura 31c. A Figura 31 apresenta a vista superior e lateral do modelo computacional no HFSS contendo antena e AMC com espalhadores quadrados e em formato de cruz de Jerusalem. Em cada caso foram considerados uma metasuperfície composta por 4 linhas e 5 colunas de espalhadores, totalizando uma placa de dimensões totais $48,96 \times 61,2 \times 7,85$ mm³ ($\lambda_0/2,5 \times \lambda_0/2 \times \lambda_0/15,6$).

Conforme discutido na Seção 2.2, a busca por uma distância $dist$ ótima entre

Figura 31 – Vista superior e lateral do modelo computacional no HFSS contendo a antena monopolo com alimentação CPW e as metasuperfícies AMC.

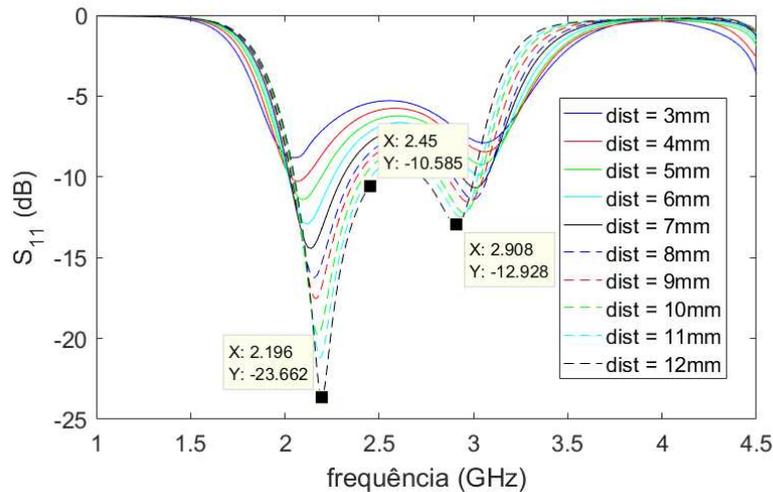


Fonte: O autor (2022).

as estruturas é importante para as melhorias de desempenho após a inserção da metasuperfície. Com isso, o efeito da variação de $dist$ no parâmetro S_{11} é avaliado a partir da análise paramétrica entre $dist = 3 \text{ mm}$ ($\approx \lambda_0/40$) e $dist = 12 \text{ mm}$ ($\approx \lambda_0/10$). Esta avaliação considerando a AMC com espalhadores quadrados e com espalhadores em formato de cruz de Jerusalém são apresentadas na Figura 32 e na Figura 33, respectivamente.

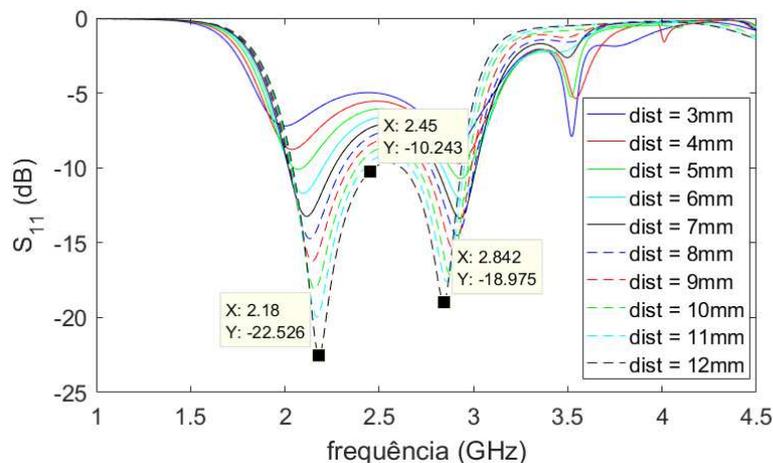
Pelos resultados apresentados é possível observar que, para os casos estudados, a inserção da metasuperfície, independentemente do formato do espalhador da AMC, faz com que a antena apresente um padrão de variação do parâmetro S_{11} que possui 2 picos de ressonância em frequências diferentes de f_0 e que, em f_0 , a antena pode passar a não estar operacional (ou seja, apresenta $S_{11} > -10 \text{ dB}$) dependendo do valor de $dist$. Estes fenômenos também são observados e discutidos em (ÁLVAREZ, 2019). Acredita-se que o acoplamento entre as duas estruturas seja o responsável por esse deslocamento dos picos de ressonância. Além disso, o fato de a AMC estar em uma região de campo próximo da antena faz com que as ondas incidentes sobre ela

Figura 32 – Análise da variação do parâmetro S_{11} da antena monopolo com alimentação CPW sobre metasuperfície AMC com espalhadores em formato quadrado.



Fonte: O autor (2022).

Figura 33 – Análise da variação do parâmetro S_{11} da antena monopolo com alimentação CPW sobre metasuperfície AMC com espalhadores em formato de cruz de Jerusalem.



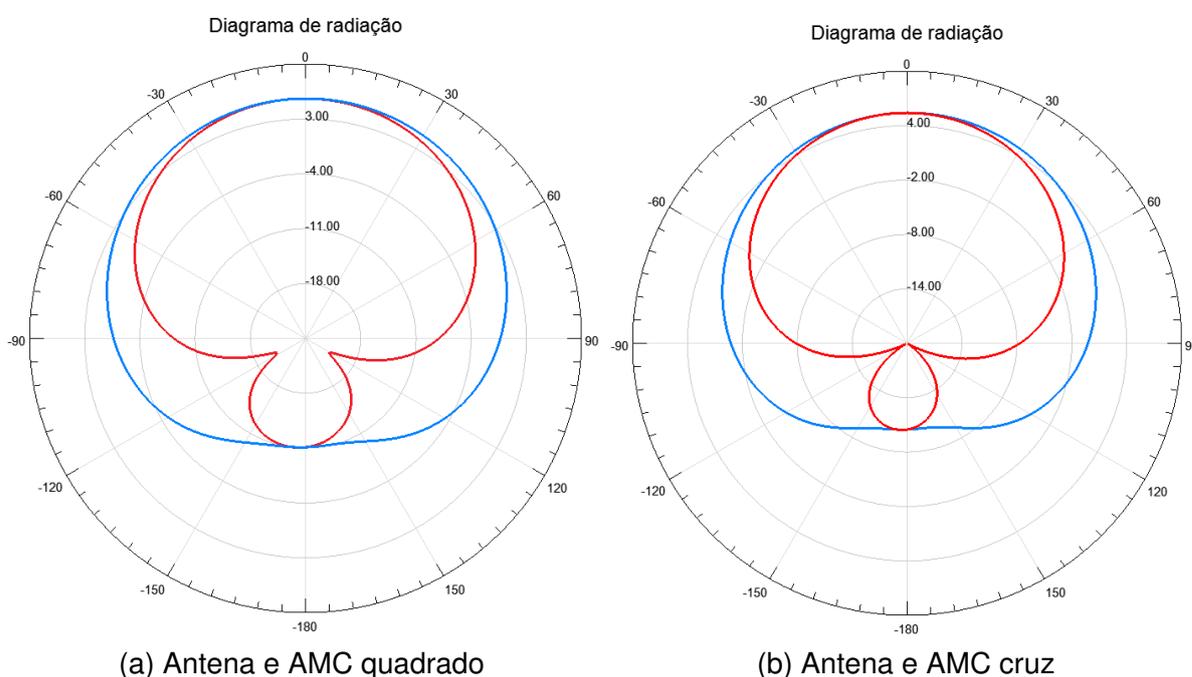
Fonte: O autor (2022).

não sejam planas como as utilizadas no projeto e análise da estrutura. É ressaltado, também, o fato de a metasuperfície ser finita, diferente da consideração de ser infinita ao se aplicar as condições de contorno periódicas na simulação das células unitárias. Apesar destas diferenças, é possível observar que ambos os conjuntos compostos pela antena mais AMC estão operacionais com $\text{dist} = 12 \text{ mm}$ ($\approx \lambda_0/10$), valor significativamente inferior ao $\lambda_0/4$ exigido por um plano PEC (conforme discutido na Seção 2.1), apresentando $S_{11} < -10 \text{ dB}$ em f_0 e que o aumento de dist implica em uma melhora

da resposta da antena em f_0 , possivelmente pela redução do acomplamento entre as estruturas.

Os diagramas de radiação do conjunto composto pela antena mais AMCs também são avaliados considerando os casos em que a antena está operacional em f_0 , ou seja $\text{dist} = 12$ mm. Estes diagramas são apresentados na Figura 34 para a frequência f_0 . É destacado que o ganho realizado máximo obtido é de 5,6 dB para o espalhador quadrado e de 5,4 dB para o espalhador em cruz.

Figura 34 – Diagramas de radiação (vermelho plano E e azul plano H) do conjunto antena monopolo com alimentação CPW mais metasuperfície AMC com espalhadores em formato quadrado e cruz na frequência f_0 .



Fonte: O autor (2022).

É possível observar com os resultados apresentados que a inserção da metasuperfície nos casos avaliados altera significativamente o diagrama de radiação da antena monopolo fazendo com que o conjunto apresente um padrão de radiação muito mais diretivo com ganhos realizados consideravelmente maiores devido às reflexões em fase conforme esperado. Desta forma, apesar das simplificações que o modelo de projeto adota, as AMCs projetadas por este modelo são viáveis para aplicação como refletores de antenas impressas, desde que haja uma avaliação adequada de dist . Por fim é avaliado também que a AMC que apresentou maior BW_{est} obteve desempenho ligeiramente superior à de maior Δf_{est} , fato também observado em (ÁLVAREZ, 2019).

4.3 Considerações finais

Neste capítulo foi apresentada a descrição do método proposto neste trabalho para projeto de metasuperfícies AMC utilizando as GBCs na caracterização das superfícies eletromagnéticas. Este método utiliza as definições do modelo de linhas de transmissão e das condições de contorno generalizadas para obter um valor de susceptibilidade elétrica que represente o conjunto de espalhadores e que resulte no comportamento AMC da metasuperfície composta deste conjunto e de um substrato dielétrico aterrado.

Considerando o projeto de AMCs para operação na faixa de frequências ISM, foram analisadas diferentes estudos de caso avaliando o efeito da variação dos substratos dielétricos e dos espalhadores metálicos e comparando as metasuperfícies projetadas pelas GBCs com os modelos convencionalmente utilizados. A partir destes estudos observou-se que o método proposto apresenta maior flexibilidade (em termos de geometria dos espalhadores) que o modelo de linhas de transmissão baseado em expressões analíticas uma vez que tais expressões são restritas a determinados casos. Além disso, apesar de possuir precisão menor que o modelo de otimização da metasuperfície completa, as GBCs possuem um custo computacional menor. Apesar de ocorrerem desvios em relação à frequência de projeto de até aproximadamente 6%, para os casos analisados, todas as metasuperfícies projetadas com o uso das GBCs apresentaram comportamento AMC na faixa de frequências ISM. Com isso, entende-se que o método proposto é uma alternativa interessante para projeto de metasuperfícies AMC.

O estudo da estabilidade angular e de polarização das AMCs obtidas com a aplicação das GBCs também foi realizado. Pelos resultados apresentados, é destacado que a susceptibilidade magnética possui grande influência no fato da metasuperfície ser, ou não, mais estável com relação ao ângulo de incidência ou polarização. As estruturas que apresentaram menores valores (em módulo) da relação de χ_{mm}/χ_{ee} , para os casos analisados, obtiveram menor Δf_{est} e tiveram comportamento AMC (em f_0), independentemente de θ e da polarização, apesar de apresentarem menor BW_{est} . Uma avaliação mais detalhada da influência das susceptibilidades superficiais na estabilidade angular e de polarização, bem como a proposição de um método semi-analítico para extração dos parâmetros de análise de metasuperfícies AMC baseado nas GBCs é discutido no Capítulo 5.

As metasuperfícies que apresentaram melhor desempenho de estabilidade foram avaliadas como refletores de uma antena impressa com alimentação CPW. Para os casos estudados com os resultados apresentados foi possível analisar a influência da inserção da metasuperfície AMC no desempenho da antena monopolo tornando o diagrama de radiação diretivo, aumentando consideravelmente o ganho realizado e

fazendo com que o parâmetro S_{11} apresente dois picos de ressonância deslocados em relação à f_0 , ocasionados pelo acomplamento entre as duas estruturas devido ao posicionamento em campo próximo. Acredita-se que as metasuperfícies projetadas pelo modelo proposto alcançariam um melhor desempenho em aplicações onde a onda incidente sobre as AMCs fosse aproximadamente plana como, por exemplo, na redução de RCS. Nota-se, também, que o ajuste adequado da distância entre as duas estruturas é de fundamental importância para que a presença da metasuperfície não deteriore o desempenho da antena. Apesar das diferenças entre a situação prática do conjunto antena mais AMC e das AMCs simuladas separadamente, as metasuperfícies projetadas pelo modelo das GBCs são viáveis para aplicação como refletores de antenas impressas.

5 Método semi-analítico para caracterização de AMCs

A avaliação de desempenho de uma metasuperfície AMC é realizada a partir de parâmetros de caracterização como a frequência de ressonância e a largura de banda considerando as diversas condições de incidência da onda plana bem como dos parâmetros de estabilidade angular e de polarização discutidos no Capítulo 2. Convencionalmente o cálculo destes parâmetros requer a simulação computacional da célula unitária completa em diversos ângulos de incidência e nas polarizações TE e TM, aumentando o custo computacional do processo de caracterização, ou a aplicação de expressões analíticas específicas para determinado formato de espalhador metálico limitando sua aplicação em termos de flexibilidade de geometrias em que podem ser empregadas.

A utilização das GBCs torna possível a modelagem das superfícies eletromagnéticas a partir das susceptibilidades superficiais. Com isso é possível estabelecer expressões para cálculo dos parâmetros de caracterização da AMC em função das susceptibilidades superficiais, tornando o processo de caracterização da metasuperfície mais flexível e menos custoso computacionalmente que as técnicas convencionais.

Esse capítulo apresenta a proposição de um método semi-analítico para análise de desempenho de metasuperfícies AMCs baseadas na caracterização das superfícies eletromagnéticas a partir da aplicação das condições de contorno generalizadas. O desenvolvimento das equações para cálculo de cada parâmetro é apresentado bem como os passos necessários para implementação da técnica de caracterização. É realizado o estudo de caso de diferentes geometrias de espalhadores e substratos avaliando-se a influência das susceptibilidades superficiais nos parâmetros de caracterização e a precisão das expressões obtidas no cálculo destes parâmetros.

5.1 Parâmetros de caracterização baseados nas GBCs

As metasuperfícies AMC são projetadas considerando incidência normal de uma onda plana fazendo com que a avaliação do comportamento da resposta de fase mediante à incidências oblíquas e diferentes polarizações bem como sua análise de estabilidade tornem-se essenciais uma vez que essa variação da resposta de fase pode prejudicar as melhorias ocasionadas pela inserção das AMCs conforme apresentado na Seção 2.3.

Com as dimensões definidas após a etapa de projeto da metasuperfície, a análise de estabilidade angular e de polarização e o levantamento da frequência de ressonância e da BW em cada condição de incidência são feitos, geralmente, a partir das respostas de fase obtidas através de simulação numérica *fullwave* da célula unitária completa considerando os diversos ângulos de incidência e as polarizações TE e TM (COS; LAS-HERAS, 2015; ÁLVAREZ; COS; LAS-HERAS, 2018; ÁLVAREZ et al., 2018; SARKAR; GUPTA, 2020). Já para o levantamento da largura de banda da AMC, algumas abordagens analíticas se baseiam no modelo de circuitos da superfície eletromagnética. Porém, são aplicadas somente aos casos em que os espalhadores podem ser representados por um circuito LC em série (COSTA; GENOVESI; MONORCHIO, 2009; VALLECCHI; LANGLEY; SCHUCHINSKY, 2016).

Os parâmetros que caracterizam o desempenho da metasuperfície AMC podem ser obtidos a partir de três pontos da resposta de fase da estrutura. Especificamente os pontos f_0 , f_1 e f_2 apresentados na Figura 4 que correspondem aos pontos onde $\Gamma_{\text{fase}} = 0^\circ$, $+90^\circ$ e -90° , respectivamente.

Na frequência de ressonância a condição de impedância necessária para se obter reflexão em fase é $Z_{\text{patch}} = Z_d^*$. Esta condição é utilizada na etapa de projeto para definir as dimensões do espalhador sob incidência normal que irá satisfazer tal condição. Porém, quando ocorre uma incidência oblíqua, f_0 é deslocada dependendo do ângulo de incidência devido às variações de Z_{patch} e Z_d com θ apresentadas da Equação (37) à Equação (40). Desta forma, nesta tese é aplicada a condição de impedância para reflexão em fase considerando a variação com θ das impedâncias Z_{patch} e Z_d . Isto torna possível deduzir expressões para cálculo de f_0 em cada ângulo de incidência, nas polarizações TE e TM, em função das susceptibilidades superficiais do espalhador metálico e das características do substrato. Estas expressões são apresentadas na Equação (41) e na Equação (42)

$$f_0^{\text{TE}} \text{tg} \left(\frac{2\pi f_0^{\text{TE}}}{c_0} h \sqrt{\varepsilon_r} \cos \theta_t \right) = \frac{c_0 \sqrt{\varepsilon_r} \cos \theta_t}{2\pi (\varepsilon_{\text{eff}} \chi_{\text{ee}} + \chi_{\text{mm}} \sin^2 \theta)}, \quad (41)$$

$$f_0^{\text{TM}} \text{tg} \left(\frac{2\pi f_0^{\text{TM}}}{c_0} h \sqrt{\varepsilon_r} \cos \theta_t \right) = \frac{c_0 \sqrt{\varepsilon_r}}{2\pi \varepsilon_{\text{eff}} \cos \theta_t \chi_{\text{ee}}}, \quad (42)$$

onde $c_0 = 3 \times 10^8$ m/s.

É possível observar que f_0 é dependente do ângulo de incidência em ambas as polarizações. Para reduzir a dependência de Z_d com relação à θ no modo TE, substratos eletricamente finos ($h\omega \sqrt{\varepsilon_r \varepsilon_0 \mu_0} \ll 1$) são comumente utilizados (SIMOVSKI; MAAGT; MELCHAKOVA, 2005; ÁLVAREZ et al., 2018). Além disso, observa-se que, caso os espalhadores metálicos tenham $\chi_{\text{ee}} \gg \chi_{\text{mm}}$, a dependência de f_0 com relação à θ no modo TE é reduzida.

Uma vez que as frequências de ressonância de metasuperfície AMC foram calculadas para diversos ângulos de incidência e polarizações, é possível obter o desvio de frequência estável Δf_{est} em cada polarização que por sua definição é calculado pela Equação (43).

$$\Delta f_{\text{est}} (\%) = \frac{f_0^{\text{maior}} - f_0^{\text{menor}}}{f_0^{\text{menor}}} \cdot 100, \quad (43)$$

onde f_0^{maior} e f_0^{menor} são a maior e a menor frequência de ressonância calculada nos diversos ângulos de incidência avaliados em cada polarização. É válido ressaltar que o Δf_{est} considerado para a AMC é o do pior caso, ou seja, o maior desvio calculado entre as duas polarizações (ÁLVAREZ; COS; LAS-HERAS, 2018).

Para estabelecer as larguras de banda BW e BW_{est} é necessário calcular as frequências f_1 e f_2 , em que $\Gamma_{\text{fase}} = \pm 90^\circ$, respectivamente. Nestes pontos, a condição de impedância é tal que $|Z_{\text{AMC}}| = \pm Z_0$ (VALLECCHI; LANGLEY; SCHUCHINSKY, 2016). As expressões para cálculo das frequências f_1 e f_2 para qualquer ângulo em cada polarização são deduzidas nesta tese, aplicando-se as condições de impedância em cada ponto à impedância Z_{AMC} . Da Equação (44) à Equação (47) são apresentadas as expressões para cálculo de f_1 e f_2

$$\begin{aligned} (\varepsilon_{\text{eff}} \chi_{\text{ee}} + \chi_{\text{mm}} \sin^2 \theta) \frac{2\pi f_1^{\text{TE}}}{c_0} \text{tg} \left(\frac{2\pi f_1^{\text{TE}}}{c_0} h \sqrt{\varepsilon_r} \cos \theta_t \right) \\ + \cos \theta \text{tg} \left(\frac{2\pi f_1^{\text{TE}}}{c_0} h \sqrt{\varepsilon_r} \cos \theta_t \right) = \sqrt{\varepsilon_r} \cos \theta_t, \quad (44) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} (\varepsilon_{\text{eff}} \chi_{\text{ee}} + \chi_{\text{mm}} \sin^2 \theta) \frac{2\pi f_2^{\text{TE}}}{c_0} \text{tg} \left(\frac{2\pi f_2^{\text{TE}}}{c_0} h \sqrt{\varepsilon_r} \cos \theta_t \right) \\ - \cos \theta \text{tg} \left(\frac{2\pi f_2^{\text{TE}}}{c_0} h \sqrt{\varepsilon_r} \cos \theta_t \right) = \sqrt{\varepsilon_r} \cos \theta_t, \quad (45) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \chi_{\text{ee}} \varepsilon_{\text{eff}} \cos \theta_t \cos \theta \frac{2\pi f_1^{\text{TM}}}{c_0} \text{tg} \left(\frac{2\pi f_1^{\text{TM}}}{c_0} h \sqrt{\varepsilon_r} \cos \theta_t \right) \\ + \cos \theta_t \text{tg} \left(\frac{2\pi f_1^{\text{TM}}}{c_0} h \sqrt{\varepsilon_r} \cos \theta_t \right) = \sqrt{\varepsilon_r} \cos \theta, \quad (46) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \chi_{\text{ee}} \varepsilon_{\text{eff}} \cos \theta_t \cos \theta \frac{2\pi f_2^{\text{TM}}}{c_0} \text{tg} \left(\frac{2\pi f_2^{\text{TM}}}{c_0} h \sqrt{\varepsilon_r} \cos \theta_t \right) \\ - \cos \theta_t \text{tg} \left(\frac{2\pi f_2^{\text{TM}}}{c_0} h \sqrt{\varepsilon_r} \cos \theta_t \right) = \sqrt{\varepsilon_r} \cos \theta. \quad (47) \end{aligned}$$

Uma vez calculadas as frequências f_1 e f_2 , é possível determinar a largura de banda BW em qualquer ângulo θ e polarização aplicando a Equação (48)

$$BW (\%) = \frac{f_2 - f_1}{f_0} \cdot 100. \quad (48)$$

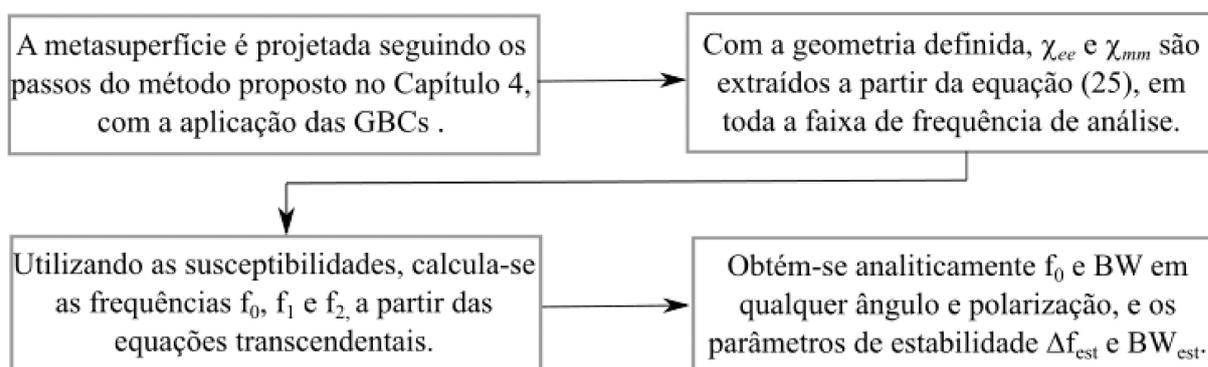
Além disso, a largura de banda estável BW_{est} em cada polarização é determinada pela Equação (49)

$$BW_{est} (\%) = \frac{f_2^{menor} - f_1^{maior}}{f_0^{menor}} \cdot 100, \quad (49)$$

onde f_1^{maior} e f_2^{menor} são a maior f_1 e a menor f_2 calculadas nos diversos ângulos de incidência avaliados em cada polarização. É válido ressaltar que o BW_{est} considerado para a AMC é o do pior caso, ou seja, a menor largura de banda calculada entre as duas polarizações (ÁLVAREZ; COS; LAS-HERAS, 2018).

A Figura 35 apresenta os passos necessários para análise de uma metasuperfície AMC utilizando as GBCs.

Figura 35 – Diagrama de blocos do método proposto para análise de AMCs utilizando GBCs.



Fonte: O autor (2022).

5.2 Estudos de caso

Conforme apresentado na Seção 2.3, a discussão da variação angular da resposta de fase na aplicação de AMC para redução de RCS é realizada em diversos trabalhos. Sendo assim, para avaliar o método de análise de metasuperfícies AMC descrito na Figura 35 foram definidas para a realização dos estudos de caso a frequência de ressonância $f_0 = 13$ GHz e uma faixa de frequências de 8 a 18 GHz. Esta faixa de frequências abrange as bandas X e K_u da aplicação de radares (ASSOCIATION, 2019). Conseqüentemente, todas as células unitárias estudadas possuem periodicidade $p = 2,308$ mm ($\lambda_0/10$), para serem *subwavelength* e atenderem aos critérios de homogeneidade.

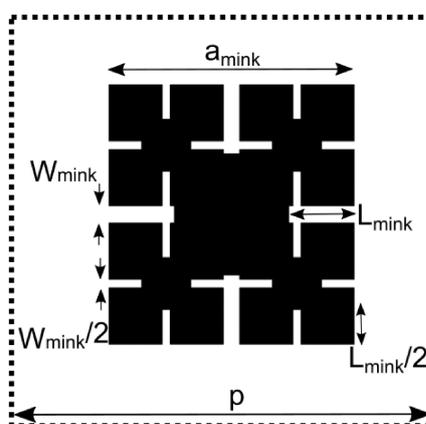
São definidos, também, dois substratos dielétricos comerciais para avaliação: o Rogers RT/Duroid 5880 (denominado nas análises de caso #A) e o Rogers TMM 10 (denominado nas análises de caso #B), cujos parâmetros são apresentados na Tabela 9, e quatro geometrias de espalhadores PEC: quadrado, anel quadrado, cruz de Jerusalem e 2ª iteração do fractal de Minkowski. Este último espalhador é incluído para reforçar a flexibilidade do modelo das GBCs em relação à geometria dos espalhadores. Os parâmetros geométricos do quadrado são apresentados na Figura 14 enquanto estes parâmetros para o anel quadrado e a cruz de Jerusalem são apresentados na Figura 22a e na Figura 22b, respectivamente. Os parâmetros geométricos do fractal de Minkowski são apresentados na Figura 36.

Tabela 9 – Parâmetros dos substratos dielétricos utilizados na etapa de análise de AMCs.

	Substrato	ϵ_r	$\text{tg } \delta$	h (mm)
Caso #A	Rogers RT5880	2,2	0,0009	1,575
Caso #B	Rogers TMM10	9,2	0,0022	1,524

Fonte: O autor (2022).

Figura 36 – Geometria de espalhador quadrado composto pela 2ª iteração do fractal de Minkowski.

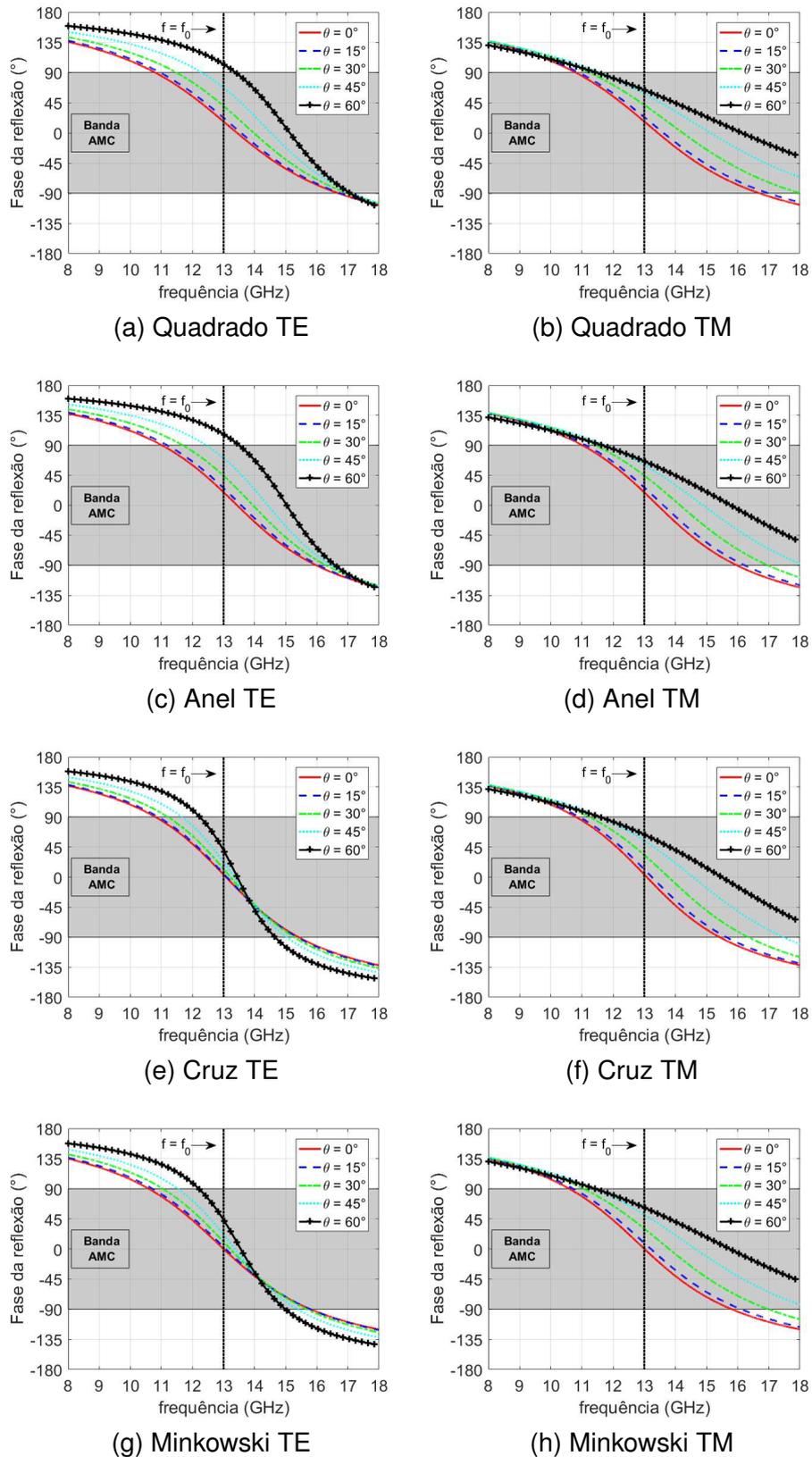


Fonte: O autor (2022).

Uma vez que o substrato dielétrico e as geometrias dos espalhadores PEC são definidas, as dimensões destas geometrias são projetadas a partir do método de projeto apresentado na Seção 4.1. A Tabela 10 e a Tabela 11 apresentam as dimensões obtidas na etapa de projeto das AMCs, considerando o caso #A e o caso #B, respectivamente.

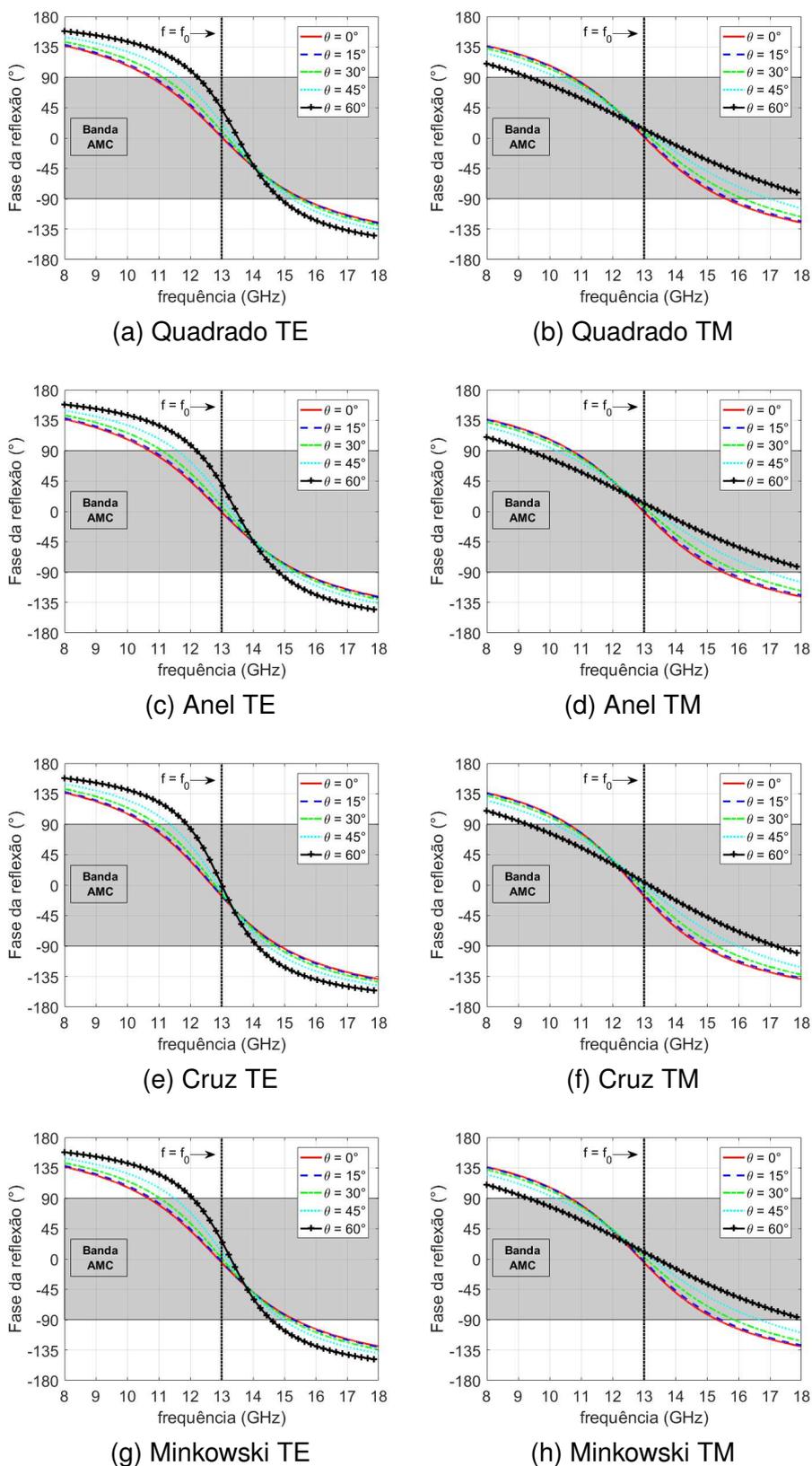
A Figura 37 e a Figura 38 apresentam as respostas de fase obtidas por simulação *fullwave* da célula unitária completa, considerando os casos #A e #B e θ variando entre 0° e 60° em passos de 15° , nas polarizações TE e TM, para cada geometria.

Figura 37 – Respostas de fase obtidas através de simulação *fullwave* das metasuperfícies AMC projetadas utilizando GBCs, considerando o caso #A.



Fonte: O autor (2022).

Figura 38 – Respostas de fase obtidas através de simulação *fullwave* das metasuperfícies AMC projetadas utilizando GBCs, considerando o caso #B.



Fonte: O autor (2022).

Tabela 10 – Parâmetros geométricos (em mm) dos espalhadores metálicos em forma de quadrado, anel quadrado, cruz de Jerusalem e fractal de Minkowski, obtidos pela aplicação das GBCs considerando o caso #A.

Quadrado	Anel		Cruz				Minkowski		
a	a _{ext}	w	W _a	W _b	L _a	L _b	a _{mink}	W _{mink}	L _{mink}
2,222	2,189	0,260	0,363	0,242	1,785	1,434	2,248	0,256	0,541

Fonte: O autor (2022).

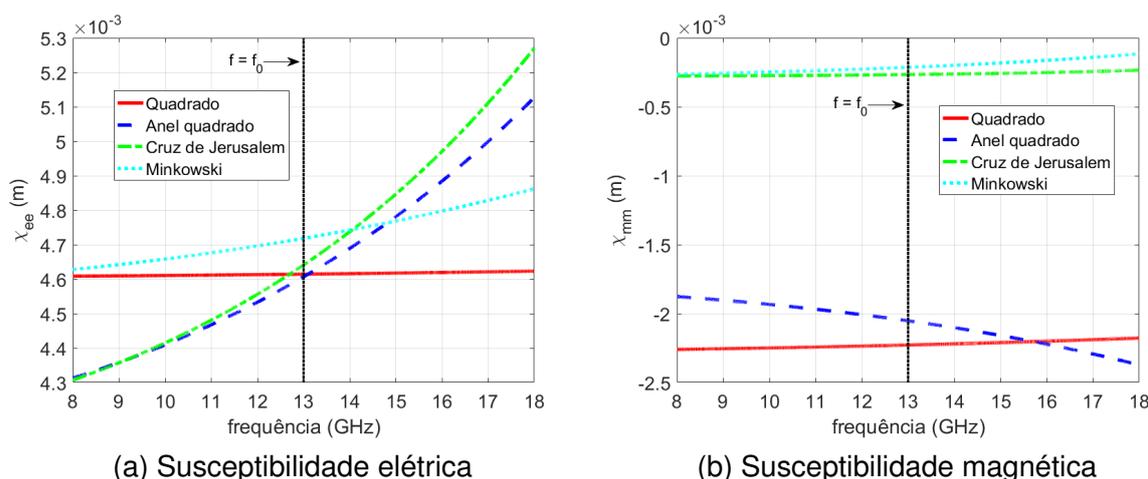
Tabela 11 – Parâmetros geométricos (em mm) dos espalhadores metálicos em forma de quadrado, anel quadrado, cruz de Jerusalem e fractal de Minkowski, obtidos pela aplicação das GBCs considerando o caso #B.

Quadrado	Anel		Cruz				Minkowski		
a	a _{ext}	w	W _a	W _b	L _a	L _b	a _{mink}	W _{mink}	L _{mink}
1,431	1,437	0,477	0,138	0,299	1,081	0,742	1,466	0,241	0,267

Fonte: O autor (2022).

Com as geometrias definidas, os parâmetros de espalhamento $T(0^\circ)$ e $T^{TE}(60^\circ)$ são extraídos e as susceptibilidades superficiais χ_{ee} e χ_{mm} são calculadas em toda a faixa de frequências de análise, utilizando a Equação (25). O comportamento destas susceptibilidades com relação à frequência é apresentada na Figura 39 e na Figura 40, para os casos #A e #B, respectivamente.

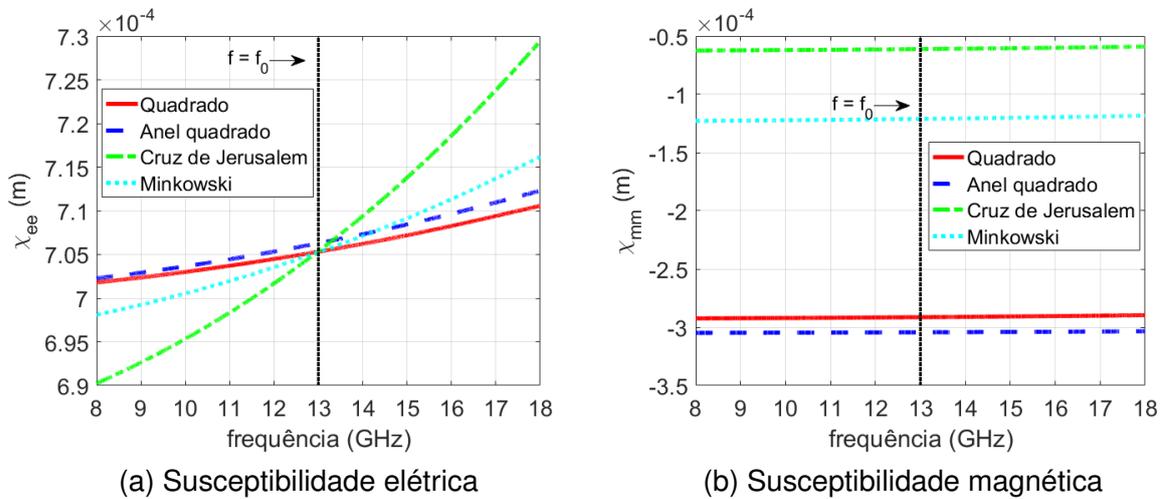
Figura 39 – Análise da variação de χ_{ee} e χ_{mm} com relação à frequência para os espalhadores metálicos projetados utilizando GBCs considerando o caso #A.



Fonte: O autor (2022).

A partir dos resultados apresentados na Figura 39 e na Figura 40, é possível realizar uma análise qualitativa das equações propostas neste trabalho para obtenção das frequências f_0 , f_1 e f_2 , em cada caso avaliado. Para os espalhadores avaliados no caso #A, é observado que próximo à frequência de ressonância todos os espalhadores

Figura 40 – Análise da variação de χ_{ee} e χ_{mm} com relação à frequência para os espalhadores metálicos projetados utilizando GBCs considerando o caso #B.



Fonte: O autor (2022).

possuem χ_{ee} semelhantes enquanto χ_{mm} é similar entre o quadrado e o anel, e entre a cruz e o fractal. A partir dessas considerações, da Equação (41) e da Equação (42), é possível inferir que todas as geometrias terão f_0^{TM} próximas independentemente do ângulo de incidência, enquanto f_0^{TE} será próxima nos espalhadores com χ_{mm} similar. Além disso, como $\chi_{ee} \gg \chi_{mm}$ para a cruz e o fractal, a variação de f_0^{TE} com θ é reduzida significativamente. Tais comportamentos são corroborados pelas respostas de fase apresentadas na Figura 37.

Nas frequências abaixo e acima de f_0 , nos espalhadores do caso #A, χ_{ee} são similares entre o quadrado e o fractal e entre o anel e a cruz. Este comportamento faz com que as frequências f_1 e f_2 sejam próximas entre os pares de espalhadores no modo TM. Já no modo TE este comportamento se mantém nos menores ângulos devido ao fator $\text{sen}^2\theta$ que multiplica χ_{mm} na Equação (44) e na Equação (45). Essas similaridades também são observadas nas respostas de fase das AMCs.

Já para os espalhadores avaliados no caso #B nota-se que próximo à frequência de ressonância todos os espalhadores também possuem χ_{ee} semelhantes, enquanto χ_{mm} é similar entre o quadrado e o anel, e entre a cruz e o fractal. A partir dessas considerações da Equação (41) e da Equação (42) é possível inferir que todas as geometrias terão f_0^{TM} próximas independentemente do ângulo de incidência enquanto f_0^{TE} será próxima nos espalhadores com χ_{mm} similar. Além disso, como o valor de ϵ_r para o caso #B é elevado, existe uma redução significativa da influência de χ_{mm} na frequência f_0^{TE} , aumentando sua estabilidade em relação à θ para todas as geometrias. Tais comportamentos são corroborados pelas respostas de fase apresentadas na

Figura 38.

Para os espalhadores do caso #B, nas frequências abaixo e acima de f_0 , χ_{ee} são similares entre o quadrado, o anel e o fractal, e diferente para a cruz. Este comportamento faz com que as frequências f_1 e f_2 sejam próximas entre os espalhadores similares no modo TM. Este comportamento é mantido no modo TE, tendo em vista o valor elevado de ε_r para o caso #B, que reduz significativamente a influência de χ_{mm} na Equação (44) e na Equação (45). As respostas de fase das AMCs evidenciam essas similaridades.

Com as susceptibilidades elétrica e magnética determinadas, os parâmetros de caracterização das metasuperfícies AMC são calculadas aplicando-se as expressões da Equação (41) à Equação (49). É realizada a avaliação quantitativa das expressões a partir da comparação dos parâmetros calculados com os parâmetros extraídos através de análise gráfica das respostas de fase obtidas por simulação *fullwave* apresentadas na Figura 37 e na Figura 38.

Os parâmetros f_0 e BW podem ser calculados nos diversos ângulos avaliados e nas duas polarizações. Sendo assim, a comparação destes parâmetros é realizada utilizando o erro médio relativo (EMR) e o desvio padrão amostral (s), calculados pela Equação (50) e pela Equação (51). Esta comparação para cada geometria e para os casos #A e #B é apresentada na Tabela 12 e na Tabela 13, respectivamente, sendo a diferença entre os métodos expressa por $EMR \pm s$.

$$EMR_y^{TE, TM} (\%) = \frac{100}{n} \sum_{i=0}^n \frac{|y_{FW}^{TE, TM}(\theta_i) - y_{GBCs}^{TE, TM}(\theta_i)|}{y_{FW}^{TE, TM}(\theta_i)}, \quad (50)$$

$$s_y^{TE, TM} (\%) = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^n \left(y_{GBCs}^{TE, TM}(\theta_i) - EMR_y^{TE, TM} \right)^2}{n - 1}}, \quad (51)$$

onde n é o número de ângulos avaliados e y é o parâmetro escolhido para cálculo do EMR e do s (f_0 ou BW).

Tabela 12 – Comparação de f_0 e BW obtidos pela análise gráfica da simulação FW e pelas expressões do modelo GBCs, a partir do EMR e do s calculados, considerando o caso #A.

Geometria	erro f_0^{TE} (%)	erro f_0^{TM} (%)	erro BW^{TE} (%)	erro BW^{TM} (%)
Quadrado	2,615±0,748	2,485±1,009	1,879±0,466	1,269±0,042
Anel	3,060±0,274	2,359±1,068	0,865±0,612	1,761±0,180
Cruz	0,670±0,215	0,599±0,272	2,158±0,494	3,159±0,684
Minkowski	1,410±0,332	0,721±0,485	0,706±0,185	0,851±0,149

Fonte: O autor (2022).

Tabela 13 – Comparação de f_0 e BW obtidos pela análise gráfica da simulação FW e pelas expressões do modelo GBCs, a partir do EMR e do s calculados, considerando o caso #B.

Geometria	erro f_0^{TE} (%)	erro f_0^{TM} (%)	erro BW^{TE} (%)	erro BW^{TM} (%)
Quadrado	0,200±0,052	0,159±0,090	0,504±0,179	0,851±0,213
Anel	0,169±0,056	0,227±0,130	0,632±0,214	1,024±0,208
Cruz	2,595±0,151	2,673±0,245	3,335±0,724	4,740±0,952
Minkowski	0,838±0,020	0,950±0,106	1,395±0,330	2,040±0,397

Fonte: O autor (2022).

Pelos resultados apresentados na Tabela 12 e na Tabela 13 é possível observar que o método proposto para extração da frequência de ressonância e da largura de banda apresenta, no geral, boa concordância com a análise gráfica usualmente realizada, mesmo quando aplicado em uma geometria complexa como o fractal de 2ª ordem de Minkowski. Acredita-se que as simplificações do modelo proposto fazem com que os desvios apontados em relação à análise gráfica aconteçam. Os dados apresentam homogeneidade dos erros em torno da média, tendo em vista os desvios padrão calculados. A variabilidade dos erros de f_0 e BW em relação aos ângulos de incidência para as polarizações TE e TM e para os casos A e B é apresentada na Figura 41 e na Figura 42.

Além da análise de f_0 e BW, o cálculo dos parâmetros de estabilidade angular e de polarização da estrutura (Δf_{est} e BW_{est}) a partir das equações propostas e da extração gráfica é realizado. A comparação destes parâmetros é apresentada na Tabela 14 e na Tabela 15, para os casos #A e #B respectivamente.

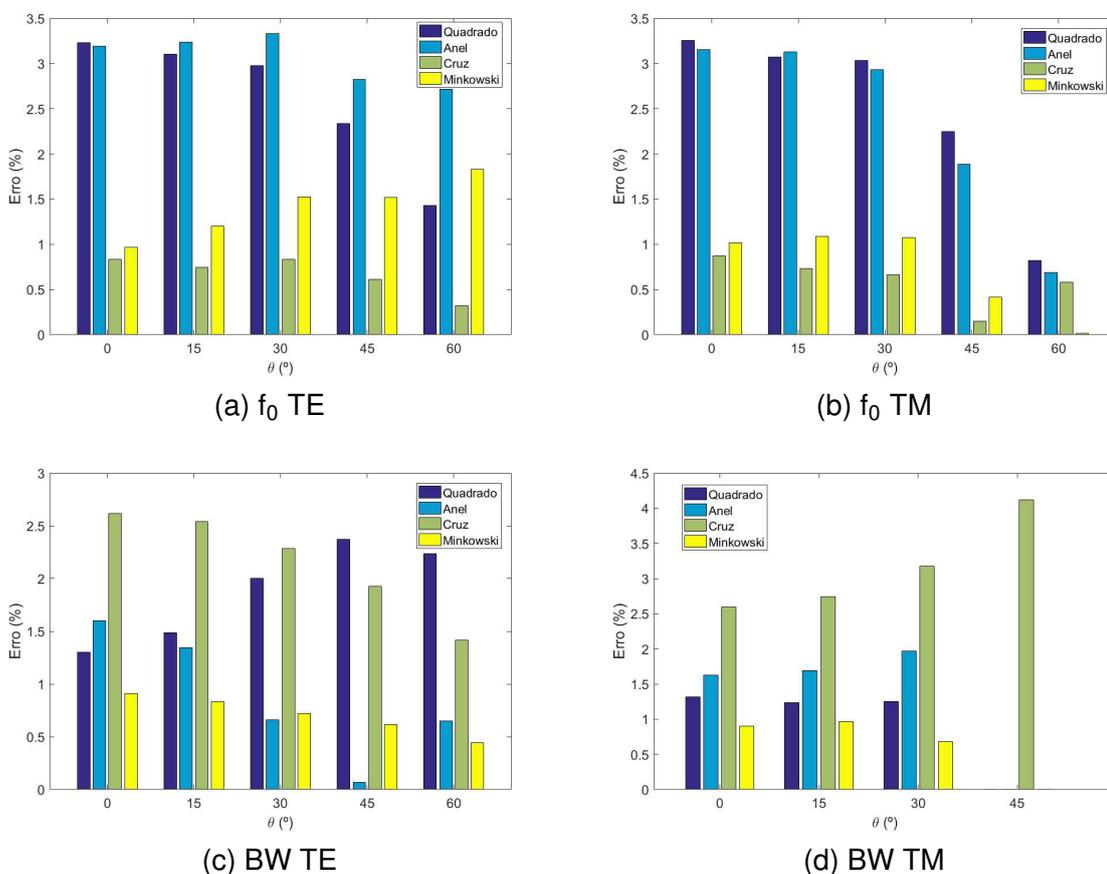
Tabela 14 – Comparação dos parâmetros de estabilidade angular e de polarização das metasuperfícies AMC, obtidos pela análise gráfica da simulação FW e pelas expressões do modelo GBCs, considerando o caso #A.

	$\Delta f_{\text{est}}^{\text{FW}}$ (%)	$\Delta f_{\text{est}}^{\text{GBC}}$ (%)	$\text{BW}_{\text{est}}^{\text{FW}}$ (%)	$\text{BW}_{\text{est}}^{\text{GBC}}$ (%)
Quadrado	20,092	23,115	27,409	25,354
Anel	17,492	20,484	22,949	22,330
Cruz	18,385	20,120	18,438	19,997
Minkowski	21,089	22,346	21,383	21,654

Fonte: O autor (2022).

A partir destes resultados é possível avaliar que a extração dos parâmetros de estabilidade angular e de polarização através do modelo das GBCs apresenta boa precisão para os casos avaliados, se comparado com a extração gráfica comumente utilizada, especialmente para o caso #B. Além disso, com o método proposto, os parâmetros são extraídos com um tempo de simulação de aproximadamente 100 segundos, tempo consideravelmente menor que o exigido pelo método convencional,

Figura 41 – Análise da variação dos erros de f_0 e BW com relação aos ângulos de incidência para as polarizações TE e TM considerando o caso #A.



Fonte: O autor (2022).

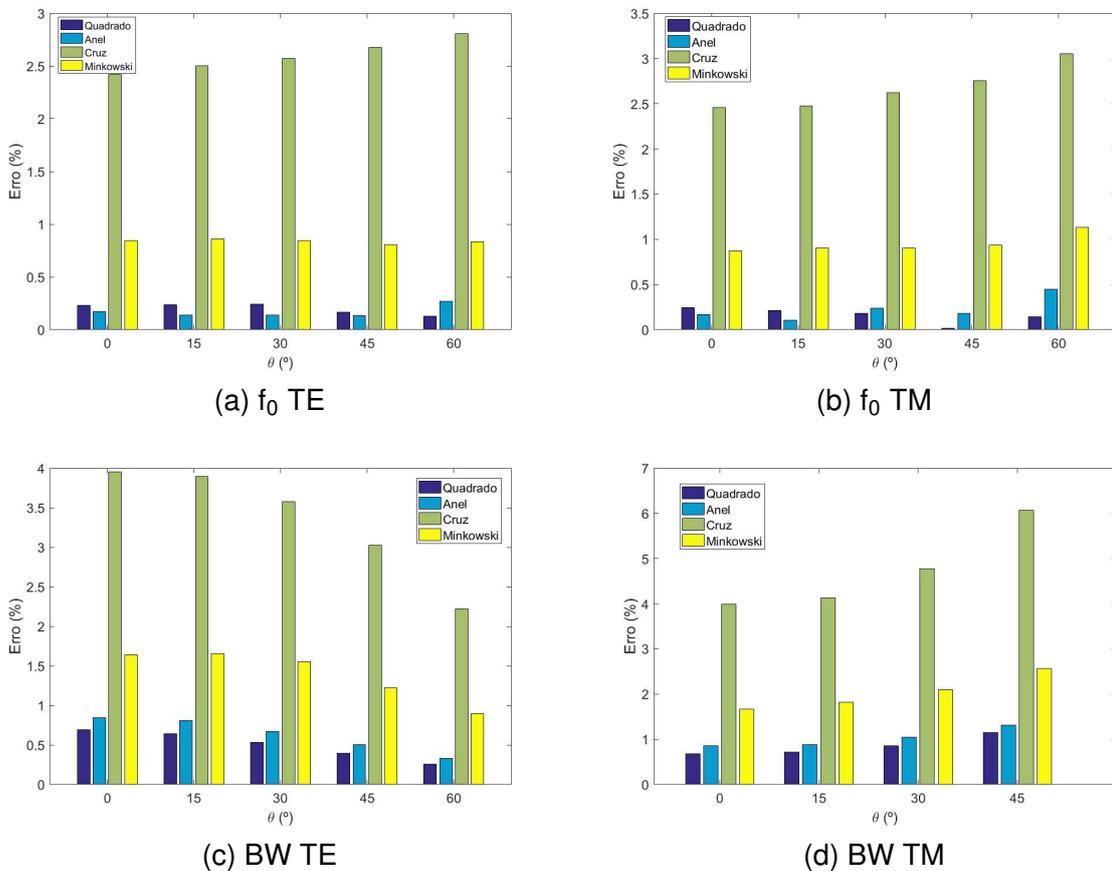
Tabela 15 – Comparação dos parâmetros de estabilidade angular e de polarização das metasuperfícies AMC, obtidos pela análise gráfica da simulação FW e pelas expressões do modelo GBCs, considerando o caso #B.

	Δf_{est}^{FW} (%)	Δf_{est}^{GBC} (%)	BW_{est}^{FW} (%)	BW_{est}^{GBC} (%)
Quadrado	3,929	4,331	20,186	20,471
Anel	4,039	4,324	20,094	20,460
Cruz	3,681	4,285	16,696	20,048
Minkowski	4,043	4,316	19,341	20,263

Fonte: O autor (2022).

que requer aproximadamente 1450 segundos. Isto permite uma avaliação inicial de espalhadores não-convencionais, como o fractal de Minkowski, sem a necessidade da simulação da célula unitária completa nas diversas condições de incidência.

Figura 42 – Análise da variação dos erros de f_0 e BW com relação aos ângulos de incidência para as polarizações TE e TM considerando o caso #B.



Fonte: O autor (2022).

5.3 Considerações finais

Neste capítulo foi apresentada a descrição do método semi-analítico proposto neste trabalho para extração dos parâmetros de avaliação de desempenho de metasuperfícies AMC utilizando o modelo das GBCs na caracterização das superfícies eletromagnéticas. A partir do modelo proposto, foram estabelecidas as condições de impedância nas frequências f_0 , f_1 e f_2 e, posteriormente, as equações que relacionam tais frequências com as susceptibilidades superficiais dos espalhadores metálicos. Uma vez estabelecidas as susceptibilidades superficiais, é possível calcular a frequência de ressonância e a largura de banda sob os diversos ângulos de incidência e polarização da onda plana, bem como os parâmetros de estabilidade angular da metasuperfície.

Considerando a avaliação de AMCs projetadas para operação na faixa de frequências que abrange as bandas X e K_u da aplicação de radares, foram analisadas diferentes formatos de espalhadores e tipos de substratos dielétricos avaliando-se o efeito desta variação e comparando-se as metasuperfícies analisadas pelas GBCs com

a análise gráfica convencionalmente utilizada. A partir destes estudos é observado que o método proposto apresenta boa flexibilidade, tanto em relação aos espalhadores quanto em relação aos substratos dielétricos.

Além disso, o desenvolvimento das equações que relacionam χ_{ee} e χ_{mm} com os parâmetros de caracterização permite uma análise qualitativa prévia de comparação entre diversos espalhadores e, posteriormente, uma análise quantitativa destas estruturas. Se comparado à análise gráfica, as GBCs apresentam, no geral, boa concordância nos parâmetros extraídos, além de apresentarem um custo computacional menor. Apesar de ocorrerem desvios em relação aos parâmetros extraídos de maneira gráfica de até aproximadamente 4,8% para os casos analisados, acredita-se que o método proposto é uma alternativa interessante para avaliação prévia de metasuperfícies AMC, especialmente de espalhadores não-convencionais.

6 Conclusão e propostas de continuidade

Nesta tese foi apresentada a utilização do modelo de condições de contorno generalizadas (GBCs) para projeto e análise de metasuperfícies condutoras magnéticas artificiais (AMCs). Inicialmente foi realizado um estudo bibliográfico sobre as metasuperfícies condutoras magnéticas artificiais no Capítulo 2 introduzindo os principais conceitos relacionados ao tema e características importantes destas estruturas, bem como os métodos de projeto e análise comumente utilizados. A partir deste estudo, observa-se que as técnicas convencionais apresentam limitações em termos de geometrias de espalhadores em que podem ser aplicadas ou em termos de custo computacional para utilização.

Como alternativa a estes métodos o presente trabalho investigou a possibilidade de aplicação das condições de contorno generalizadas na caracterização dos espalhadores metálicos que compõem a metasuperfície AMC. Para isto, no Capítulo 3, foi apresentada uma revisão bibliográfica desta técnica destacando as simplificações do modelo para aplicação em espalhadores PEC isotrópicos, homogêneos e de camada única. Tais simplificações permitem que os espalhadores possam ser caracterizados por susceptibilidades elétrica e magnética escalares. Foi desenvolvido um modelo computacional para sua implementação que foi validado a partir de um caso já publicado na literatura.

O Capítulo 4 descreveu o método de projeto proposto apresentando os passos necessários para sua implementação. Além disso apresentou diferentes estudos de caso para validação da proposta levando em consideração diferentes tipos de espalhadores metálicos e substratos dielétricos, comparando os resultados encontrados com os obtidos pelos métodos convencionais. A estabilidade angular e de polarização das metasuperfícies projetadas foi avaliada a partir das respostas de fase destas metasuperfícies destacando a influência das susceptibilidades superficiais na estabilidade das geometrias. As geometrias de espalhadores que apresentaram melhor desempenho de estabilidade foram avaliadas como refletores de uma antena monopolo com alimentação CPW, ressaltando a importância do estudo da distância entre antena e metasuperfície bem como as alterações de desempenho da antena alcançadas com a inserção das AMCs.

O Capítulo 5 apresentou a proposição de um método semi-analítico de extração dos parâmetros de caracterização de AMCs a partir da aplicação das GBCs. Baseado no modelo proposto as equações que relacionam as susceptibilidades superficiais

elétrica e magnética com a frequência de ressonância, a largura de banda, o desvio de frequência estável e a largura de banda estável foram desenvolvidas. Para validação do método, diferentes estudos de caso foram apresentados avaliando-se qualitativamente e quantitativamente diferentes tipos de espalhadores metálicos e substratos dielétricos, comparando os resultados encontrados com os obtidos através da extração gráfica dos parâmetros de caracterização a partir das respostas de fase da metasuperfície.

Com os resultados obtidos é possível concluir que a utilização das GBCs em conjunto com o modelo de linhas de transmissão para projeto e análise de AMCs, obteve resultados consistentes para diferentes tipos de espalhadores metálicos e de substratos dielétricos. No caso do projeto das estruturas se comparado ao modelo de linhas de transmissão com expressões analíticas o modelo proposto apresentou maior flexibilidade de casos em que pode ser aplicado uma vez que a técnica é a mesma desde que a superfície eletromagnética atenda às restrições de periodicidade e de simetria. Em comparação às técnicas de otimização aplicadas sobre a estrutura completa para projeto da metasuperfície, as GBCs apresentaram menor custo computacional tendo em vista que a otimização é aplicada somente na superfície eletromagnética constituída pelos espalhadores metálicos. Além disso as metasuperfícies projetadas com o método proposto que apresentaram melhor desempenho em termos de estabilidade angular e de polarização foram avaliadas como refletores de antena impressa e se mostraram viáveis para tal aplicação apesar das diferenças entre o modelo considerado no projeto da metasuperfície e a condição prática da aplicação estudada.

A aplicação prática das estruturas projetadas no contexto de antenas impressas por exemplo deve levar em consideração as vantagens e desvantagens apresentadas por cada tipo de espalhador metálico e de substrato dielétrico. Do ponto de vista dos substratos estudados, as metasuperfícies compostas de FR-4 com $h = 7,85$ mm apresentaram maior largura de banda de operação e estabilidade angular e de polarização, independentemente do tipo de espalhador, além de ter custo mais acessível. Porém, este substrato possui maior espessura (que só é alcançada mediante empilhamento de placas mais finas) e, por não apresentar um *datasheet* com as informações necessárias, requer um processo de caracterização de suas características eletromagnéticas.

Já o substrato Rogers RT5880 com $h = 6,35$ mm é bem caracterizado e possui placa comercial com a espessura utilizada nas simulações. Porém, as AMCs dispostas sobre este substrato apresentaram pior desempenho em termos de largura de banda de operação e de estabilidade angular e de polarização. Além disso, a disponibilidade deste substrato é restrita, sendo o preço para aquisição consideravelmente superior ao FR-4 e os espalhadores metálicos projetados inviabilizam a construção por apresentarem distâncias muito pequenas entre espalhadores.

Do ponto de vista dos espalhadores metálicos foi verificado que o espalha-

dor quadrado, além da facilidade construtiva, apresenta maior largura de banda de operação e de estabilidade, apesar do maior Δf_{est} . Esta topologia obteve, também, desempenho ligeiramente superior quando aplicada como refletor da antena monopolo avaliada. Porém esta topologia apresenta apenas um grau de liberdade para ajuste das susceptibilidades e, como suas susceptibilidades têm pequena variação com a frequência, não pode ser aplicado em AMCs multibanda. As demais geometrias estudadas asseguram uma maior flexibilidade de projeto por possuírem mais parâmetros geométricos de ajuste e a possibilidade de multibanda. Porém, apresentam maior complexidade construtiva.

Como discutido no Capítulo 4, a susceptibilidade χ_{mm} apresenta influência significativa na resposta de estabilidade angular e de polarização das metasuperfícies, especialmente na polarização TE. Esta influência foi avaliada detalhadamente no Capítulo 5 a partir das expressões desenvolvidas que relacionam as susceptibilidades superficiais com os parâmetros de caracterização da metasuperfície. A partir dos resultados obtidos destaca-se que os espalhadores que apresentam $\chi_{\text{ee}} \gg \chi_{\text{mm}}$ possuem menor desvio da frequência de ressonância com relação ao ângulo de incidência na polarização TE. Além disso, o método proposto para extração dos parâmetros apresentou boa flexibilidade em termos de geometria de espalhadores bem como uma redução significativa do tempo de simulação necessário para cálculo dos parâmetros se comparado à extração gráfica, tendo em vista que é simulada apenas a camada de espalhadores metálicos ao invés da simulação *fullwave* da célula unitária completa nos diversos ângulos e polarizações considerados. Apesar disso, tendo em vista as simplificações do modelo, o cálculo destes parâmetros apresentou diferenças de até 4,8% em relação aos parâmetros extraídos pela análise gráfica. Desta forma, acredita-se que o método de análise proposto é viável como uma primeira avaliação da metasuperfície, para um entendimento prévio do que a estrutura apresentará em termos de estabilidade e de resposta de fase.

6.1 Trabalhos Futuros

A fim de dar continuidade ao trabalho desenvolvido, acredita-se que alguns pontos a serem considerados em trabalhos futuros sejam:

- **Avaliação experimental das metasuperfícies AMC projetadas:** Uma vez que as metasuperfícies projetadas a partir da utilização das GBCs obtiveram resposta satisfatória, do ponto de vista computacional, abre-se a possibilidade da validação experimental destas estruturas. Esta validação passa pela caracterização dos substratos, a adaptação do projeto para as características obtidas por este processo de caracterização e a medição das características da AMC. O processo

para medição destes parâmetros é apresentado em (ÁLVAREZ; GÓMEZ; LAS-HERAS, 2019), sendo necessária a avaliação da possibilidade de caracterização em ângulos de incidência oblíquos. Os *setups* de medição convencionalmente utilizados requerem o uso da câmara semi-anecoica, de antenas diretivas comerciais que operem na faixa de frequências de projeto e de um analisador de redes, para levantamento dos parâmetros S, conforme apresentado em (ÁLVAREZ; GÓMEZ; LAS-HERAS, 2019).

- **Estudo da aplicação das AMCs com maior estabilidade angular na redução de RCS:** A utilização de AMCs na redução de RCS em antenas é uma aplicação que demonstra a necessidade de metasuperfícies que apresentem maior estabilidade angular e de polarização, para que as melhorias advindas do uso das AMCs não se deterioresem dependendo da condição de incidência. Desta forma, o estudo da aplicação das AMCs investigadas neste trabalho, que apresentaram maior estabilidade angular, na redução de RCS, pode levar a melhorias nas configurações já existentes.
- **Investigação da precisão do modelo aplicado em células unitárias com periodicidade $p \neq \lambda_0/10$:** Neste trabalho, as metasuperfícies avaliadas consideraram células unitárias com periodicidade $p = \lambda_0/10$ para assegurar a homogeneidade da estrutura. Porém, diversos trabalhos sobre AMCs utilizam células unitárias com periodicidade maior que este valor. Acredita-se que esta flexibilização possa aumentar a faixa de variação das susceptibilidades superficiais e tornar possível a utilização de substratos dielétricos mais finos para obtenção da reflexão em fase. Porém, é necessária a avaliação da precisão do modelo GBCs sob essa condição.
- **Adequação do método para aplicação em espalhadores não-simétricos:** A utilização de espalhadores não-simétricos implicaria na possibilidade de caracterização da superfície eletromagnética a partir dos tensores susceptibilidade em uma forma mais geral. Esta abordagem requer o desenvolvimento das expressões levando-se em conta que os tensores são não-diagonais, bem como a análise da influência dos parâmetros no desempenho da metasuperfície. A inclusão destes novos parâmetros nos métodos de projeto e análise implicariam na possibilidade de controle de mais parâmetros de desempenho das AMCs, uma vez que a representação da superfície deixaria de ser limitada às duas susceptibilidades escalares (χ_{ee} e χ_{mm}).
- **Utilização das GBCs como modelo de caracterização de AMCs aplicadas como superfícies reconfiguráveis inteligentes (RIS):** Uma superfície reconfigurável inteligente (*Reconfigurable Intelligent Surface* - RIS) é uma estrutura planar que é projetada para controlar dinamicamente ondas eletromagnéticas. Em

comunicações sem fio, RIS é uma tecnologia emergente para realizar ambientes de propagação sem fio programáveis e reconfiguráveis, sendo uma proposta para aplicação na futura tecnologia 6G (IEEE, 2022). Desta forma, o estudo de modelos que possam caracterizar metasuperfícies em conjunto com elementos de circuito que permitam que essas estruturas se tornem reconfiguráveis é de suma importância. Acredita-se que a avaliação do modelo das GBCs para esta finalidade seja uma possibilidade interessante.

Referências

ABDO-SANCHEZ, E. et al. A leaky-wave antenna with controlled radiation using a bianisotropic huygens' metasurface. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 67, n. 1, p. 108–120, janeiro 2019. Citado na página 22.

ACHOURI, K. **Synthesis and applications of electromagnetic metasurfaces**. Agosto 2017. 246 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade de Montreal, 2017. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 42.

ALBOOYEH, M. **Electromagnetic Characterization of Metasurfaces**. Junho 2015. 87 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade de Aalto, 2015. Citado na página 42.

ÁLVAREZ, H. F. **Diseño de metasuperficies para aplicaciones en sistemas de detección**. Maio 2019. 619 f. Tese (Doutorado em Energia e Controle de Processos) — Universidade de Oviedo, 2019. Citado 2 vezes nas páginas 71 e 73.

ÁLVAREZ, H. F. et al. Enhancing the angular stability of artificial magnetic conductors through lumped inductors. **Sensors and Actuators A: Physical**, v. 272, p. 223–230, abril 2018. Citado 4 vezes nas páginas 36, 37, 64 e 77.

ÁLVAREZ, H. F.; COS, M. E. de; LAS-HERAS, F. Amc's angular stability improvement through the introduction of lumped components. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, v. 17, n. 5, p. 813–816, maio 2018. Citado 8 vezes nas páginas 29, 36, 37, 38, 64, 77, 78 e 79.

ÁLVAREZ, H. F.; GÓMEZ, M. E. de C.; LAS-HERAS, F. Paving the way for suitable metasurfaces' measurements under oblique incidence: Mono/bi-static and near/far field concerns. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, p. 1–12, maio 2019. Citado na página 93.

ANSYS. **HFSS Online Help**: Assigning excitations for hfss, hfss-ie or hfss-transient. 2016. 134–144 p. Citado na página 48.

ANSYS. **HFSS Online Help**: Optimetrics. 2016. 22–23 p. Citado na página 54.

ARAUJO, J. B. O. de et al. An ultrathin and ultrawideband metamaterial absorber and an equivalent-circuit parameter retrieval method. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 68, n. 5, p. 3739–3746, maio 2020. Citado na página 22.

ASSOCIATION, I. S. **IEEE Standard Letter Designations for Radar-Frequency Bands**. [S.l.], 2019. Citado na página 79.

BALANIS, C. A. et al. Applications of amc-based impedance surfaces. **EPJ Applied Metamaterials**, v. 5, n. 3, p. 1–15, março 2018. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 35.

BRANDAO, G. L. F. et al. Design of artificial magnetic conductor metasurfaces using generalized boundary conditions. **Journal of Electromagnetic Waves and Applications**, v. 34, n. 10, p. 1502–1512, abril 2020. Citado na página 25.

- BRANDAO, G. L. F. et al. Analysis of angular stability of fractal artificial magnetic conductor metasurface using generalized boundary conditions. **2021 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)**, p. 1–3, outubro 2021. Citado na página 26.
- BRANDAO, G. L. F. et al. Design and analysis of fractal artificial magnetic conductor metasurfaces using generalized boundary conditions. **19th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation - CEFC 2020**, novembro 2020. Citado na página 26.
- BUDHU, J.; GRBIC, A. Perfectly reflecting metasurface reflectarrays: Mutual coupling modeling between unique elements through homogenization. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 69, n. 1, p. 122–134, janeiro 2021. Citado na página 23.
- CAI, T. et al. Two-dimensional fractal metasurface and its application to low profile circularly polarized antennas. **Journal of Electromagnetic Waves and Applications**, v. 29, n. 3, p. 410–423, fevereiro 2015. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 30.
- COS, M. E. de; HERAS, F. L.; FRANCO, M. Design of planar artificial magnetic conductor ground plane using frequency-selective surfaces for frequencies below 1 ghz. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, v. 8, p. 951—954, setembro 2009. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 37.
- COS, M. E. de; LAS-HERAS, F. On the advantages of loop-based unit-cell's metallization regarding the angular stability of artificial magnetic conductors. **Applied Physics A - Materials Science & Processing**, v. 118, n. 2, p. 699—708, fevereiro 2015. Citado 5 vezes nas páginas 32, 34, 37, 64 e 77.
- COSTA, F.; GENOVESI, S.; MONORCHIO, A. On the bandwidth of high-impedance frequency selective surfaces. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, v. 8, p. 1341–1344, agosto 2009. Citado na página 77.
- COSTA, F.; MONORCHIO, A.; MANARA, G. An overview of equivalent circuit modeling techniques of frequency selective surfaces and metasurfaces. **ACES Journal**, v. 29, n. 12, p. 960—976, dezembro 2014. Citado na página 32.
- COUTO, M. M.; SILVA, M. W. B.; CAMPOS, A. L. P. S. A novel ultra-wideband reflective cross-polarization converter based on anisotropic metasurface. **Journal of Electromagnetic Waves and Applications**, v. 35, n. 12, p. 1652–1662, abril 2021. Citado na página 22.
- CUI, T. J.; SMITH, D. R.; LIU, R. **Metamaterials: Theory, design, and applications**. New York: Springer, 2010. 4–5 p. Citado na página 22.
- DOAN, T. N. H. et al. Low-profile, dual-band, unidirectional rfid tag antenna using metasurface. **Progress In Electromagnetics Research C**, v. 93, p. 131–141, junho 2019. Citado na página 35.
- ELZUWAWI, H. H. et al. A new rfid monopole antenna using a compact amc structure. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 61, n. 7, p. 1835–1840, fevereiro 2019. Citado na página 34.

EPSTEIN, A.; ELEFTHERIADES, G. V. Huygens' metasurfaces via the equivalence principle: design and applications. **Journal of the Optical Society of America B**, v. 33, n. 2, p. 31–50, fevereiro 2016. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 42.

GLYBOVSKI, S. B. et al. Metasurfaces: From microwaves to visible. **Physics Reports**, v. 634, p. 1–72, maio 2016. Citado 5 vezes nas páginas 22, 23, 27, 29 e 30.

GÓMEZ, M. E. de C. et al. Paving the way to eco-friendly iot antennas: Tencel-based ultra-thin compact monopole and its applications to zigbee. **Sensors**, v. 20, n. 13, p. 1–14, junho 2020. Citado na página 69.

GRELIER, M. et al. Analytical methods for amc and ebg characterizations. **Applied Physics A - Materials Science & Processing**, v. 103, n. 3, p. 699—708, junho 2011. Citado na página 32.

HADARIG, R. C.; COS, M. E. de; LAS-HERAS, F. Microstrip patch antenna bandwidth enhancement using amc/ebg structures. **International Journal of Antennas and Propagation**, v. 2012, p. 1–6, janeiro 2012. Citado na página 23.

HOLLOWAY, C. L. et al. An overview of the theory and applications of metasurfaces: The two-dimensional equivalents of metamaterials. **IEEE Antennas and Propagation Magazine**, v. 54, n. 2, p. 10–35, abril 2012. Citado 6 vezes nas páginas 40, 43, 44, 45, 52 e 53.

HOLLOWAY, C. L. et al. Reflection and transmission properties of a metafilm: With an application to a controllable surface composed of resonant particles. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, v. 47, n. 4, p. 853–865, novembro 2005. Citado na página 41.

HOSSEINIPANAH, M.; WU, Q. Miniaturised high-impedance surface with high angular stability of resonant frequency. **Electronics Letters**, v. 45, n. 24, p. 1204–1206, novembro 2009. Citado na página 37.

IEEE, P. of the. **Special Issue: Reconfigurable Intelligent Surfaces**. 2022. Disponível em: <<https://proceedingsoftheieee.ieee.org/september-2022/>>. Acesso em: 01 de outubro de 2022. Citado na página 94.

JIDI, L. et al. X-band and circularly polarized antenna with inborn rcs reduction. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, v. 17, n. 8, p. 1501–1504, agosto 2018. Citado na página 36.

KERN, D. J. et al. The design synthesis of multiband artificial magnetic conductors using high impedance frequency selective surfaces. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 53, n. 1, p. 8–17, janeiro 2005. Citado na página 35.

KIM, D.; YEO, J. Low-profile rfid tag antenna using compact amc substrate for metallic objects. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, v. 7, p. 718–720, maio 2008. Citado na página 23.

KUESTER, E. F. et al. Averaged transition conditions for electromagnetic fields at a metafilm. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 51, n. 10, p. 2641–2651, outubro 2003. Citado na página 43.

- LI, A.; SINGH, S.; SIEVENPIPER, D. Metasurfaces and their applications. **Nanophotonics**, v. 7, n. 6, p. 989—1011, junho 2018. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 29.
- LI, G. et al. Amc-loaded wideband base station antenna for indoor access point in mimo system. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 63, n. 2, p. 525–533, fevereiro 2015. Citado na página 31.
- LI, J. et al. Wideband radar cross-section reduction of microstrip patch antenna using coding metasurface. **IET Microwaves, Antennas & Propagation**, v. 13, n. 10, p. 1719–1725, junho 2019. Citado 3 vezes nas páginas 23, 31 e 35.
- LIU, X. et al. Analysis of reflectarray antenna elements under arbitrary incident angles and polarizations using generalized boundary conditions. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, v. 17, n. 12, p. 2208–2212, dezembro 2018. Citado 8 vezes nas páginas 10, 32, 46, 47, 48, 49, 51 e 64.
- LIU, X. et al. Generalized boundary conditions in surface electromagnetics: Fundamental theorems and surface characterizations. **Applied Sciences**, v. 9, n. 1891, p. 1–28, maio 2019. Citado 7 vezes nas páginas 39, 40, 41, 46, 47, 52 e 53.
- LIU, X. et al. Design method for modulated metasurface antennas composed of anisotropic elements based on generalized boundary conditions. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, v. 18, n. 9, p. 1848–1852, julho 2019. Citado na página 46.
- LUUKKONEN, O. et al. Simple and accurate analytical model of planar grids and high-impedance surfaces comprising metal strips or patches. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 56, n. 6, p. 1624—1632, junho 2008. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 57.
- MAMEDES, D. F.; BORNEMANN, J. Using an equivalent-circuit model to design ultra-wide band-stop frequency-selective surface for 5g mm-wave applications. **IEEE Open Journal of Antennas and Propagation**, v. 3, p. 948–957, agosto 2022. Citado na página 22.
- MCCALL, M. et al. Roadmap on transformation optics: Metasurface radiation and guidance at microwaves. **Journal of Optics**, v. 20, n. 6, p. 1–44, maio 2018. Citado na página 41.
- MERSANI, A.; OSMAN, L.; RIBERO, J.-M. Performance of dual-band amc antenna for wireless local area network applications. **IET Microwaves, Antennas & Propagation**, v. 12, n. 6, p. 872–878, fevereiro 2018. Citado na página 31.
- METAMORPHOSE. **Metamaterials**: Definition. 2019. Disponível em: <<http://www.metamorphose-vi.org/index.php/metamaterials>>. Acesso em: 12 de setembro de 2022. Citado na página 22.
- MODI, A. Y. et al. New class of rcs-reduction metasurfaces based on scattering cancellation using array theory. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 67, n. 1, p. 298–308, janeiro 2019. Citado na página 23.
- MUNK, B. A. **Frequency Selective Surfaces**: Theory and design. Ohio: John Wiley & Sons, 2000. 27–28 p. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 31.

PARACHA, K. N. et al. A dual band stub-loaded amc design for the gain enhancement of a planar monopole antenna. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 60, n. 9, p. 2108–2112, agosto 2018. Citado 3 vezes nas páginas 23, 31 e 34.

RAAD, H. R. et al. Flexible and compact amc based antenna for telemedicine applications. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 61, n. 2, p. 524–531, fevereiro 2013. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 31.

RAMOS, W. T. S. **Influência da geometria dos elementos metálicos na miniaturização de condutores artificiais magnéticos com aplicações em antenas**. Junho 2019. 124 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Minas Gerais, 2019. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 55.

RAMOS, W. T. S.; MESQUITA, R. C.; SILVA, E. J. Design of the artificial magnetic conductors with meander line elements: reduction in the first and second resonant frequencies. **Materials Research Express**, v. 4, n. 7, p. 1–9, julho 2017. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 34.

RUIZ-GARCIA, J. et al. Reflecting luneburg lenses. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 69, n. 7, p. 3924–3935, julho 2021. Citado na página 23.

SARKAR, S.; GUPTA, B. Artificial magnetic conductor with self-complementary unit cells having very high angular stability. **Electronics Letters**, v. 56, n. 14, p. 704–706, julho 2020. Citado na página 77.

SIEVENPIPER, D. et al. High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 47, n. 11, p. 2059–2074, novembro 1999. Citado na página 29.

SIEVENPIPER, D. F. **High-Impedance Electromagnetic Surfaces**. Dezembro 1999. 150 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade da Califórnia, 1999. Citado 4 vezes nas páginas 22, 27, 28 e 29.

SIMOVSKI, C. R.; MAAGT, P. de; MELCHAKOVA, I. V. High-impedance surfaces having stable resonance with respect to polarization and incidence angle. **IEEE Transaction on Antennas and Propagation**, v. 53, n. 3, p. 908–914, março 2005. Citado na página 77.

SIMOVSKI, C. R. et al. Angular stabilisation of resonant frequency of artificial magnetic conductors for te-incidence. **Electronics Letters**, v. 40, n. 2, p. 92–93, janeiro 2004. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 37.

TRETYAKOV, S. **Analytic Modelling in Applied Electromagnetics**. Norwood: Artech House Publishers, 2003. 217–236 p. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 41.

VALLECCHI, A.; LANGLEY, R. J.; SCHUCHINSKY, A. G. Metasurfaces with interleaved conductors: Phenomenology and applications to frequency selective and high impedance surfaces. **IEEE Transaction on Antennas and Propagation**, v. 64, n. 2, p. 599–608, fevereiro 2016. Citado 2 vezes nas páginas 77 e 78.

VARKANI, A. R.; FIROUZEH, Z. H.; NEZHAD, A. Z. Design of a randomised arrangement amc surfaces for rcs reduction based on equivalent circuit modelling. **IET Microwaves, Antennas & Propagation**, v. 12, n. 10, p. 1684–1690, maio 2018. Citado na página 24.

- WU, J. W. et al. Anisotropic metasurface holography in 3-d space with high resolution and efficiency. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 69, n. 1, p. 302–316, janeiro 2021. Citado na página 23.
- XUE, J.; JIANG, W.; GONG, S. Chessboard amc surface based on quasi-fractal structure for wideband rcs reduction. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, v. 17, n. 2, p. 201–204, fevereiro 2018. Citado na página 36.
- YANG, F.; RAHMAT-SAMII, Y. **Surface Electromagnetics**: With applications in antenna, microwave, and optical engineering. Cambridge: Cambridge University Press, 2019. 1–164 p. Citado 4 vezes nas páginas 39, 40, 42 e 43.
- YU, H. et al. A novel wideband and high-efficiency electronically scanning transmitarray using transmission metasurface polarizer. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 70, n. 4, p. 3088–3093, abril 2022. Citado na página 22.
- ZHANG, M. et al. Broadband terahertz absorber based on dispersion-engineered catenary coupling in dual metasurface. **Nanophotonics**, v. 8, n. 1, p. 117—125, outubro 2018. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 33.
- ZHONG, Y.-W.; YANG, G.-M.; ZHONG, L.-R. Gain enhancement of bow-tie antenna using fractal wideband artificial magnetic conductor ground. **Electronics Letters**, v. 51, n. 4, p. 315–317, fevereiro 2015. Citado na página 24.
- ZHU, J. et al. Wideband low-profile highly isolated mimo antenna with artificial magnetic conductor. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, v. 17, n. 3, p. 458–462, março 2018. Citado na página 31.