

TESE DE DOUTORADO Nº 297

**INFLUÊNCIA DA GEOMETRIA DOS ELEMENTOS METÁLICOS NA
MINIATURIZAÇÃO DE CONDUTORES ARTIFICIAIS MAGNÉTICOS COM
APLICAÇÕES EM ANTENAS**

WELYSON TIANO DOS SANTOS RAMOS

DATA DA DEFESA: 14/06/2019



Universidade Federal de Minas Gerais
Escola de Engenharia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**INFLUÊNCIA DA GEOMETRIA DOS ELEMENTOS METÁLICOS
NA MINIATURIZAÇÃO DE CONDUTORES ARTIFICIAIS
MAGNÉTICOS COM APLICAÇÕES EM ANTENAS.**

WELYSON TIANO DOS SANTOS RAMOS

Tese de Doutorado

Belo Horizonte – MG

Junho de 2019

Universidade Federal de Minas Gerais
Escola de Engenharia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**INFLUÊNCIA DA GEOMETRIA DOS ELEMENTOS METÁLICOS
NA MINIATURIZAÇÃO DE CONDUTORES MAGNÉTICOS
ARTIFICIAIS COM APLICAÇÕES EM ANTENAS.**

WELYSON TIANO DOS SANTOS RAMOS

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 Título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de atuação: Sistema de Computação e Telecomunicações.

Linha de Pesquisa: Antenas, Propagação de ondas de rádio, e Eletromagnetismo Aplicado (APE)

Orientador: Prof. Dr. Elson José Da Silva

Co-orientador: Prof. Dr. Renato Cardoso Mesquita

Belo Horizonte – MG

Junho de 2019

R175i	Ramos, Welyson Tiano dos Santos. Influência da geometria dos elementos metálicos na miniaturização de condutores magnéticos artificiais com aplicações em antenas [recurso eletrônico] / Welyson Tiano dos Santos Ramos. - 2019. 1 recurso online (xxviii,124 f. : il., color.) : pdf. Orientador: Elson José da Silva. Coorientador: Renato Cardoso Mesquita. Tese (doutorado) - Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia. Apêndice: f. 105-108. Bibliografia: f. 109-124. Exigências do sistema: Adobe Acrobat Reader. 1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Antenas - Teses. 3. Metamateriais - Teses. I. Silva, Elson José da. II. Mesquita, Renato Cardoso. III. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. IV. Título. CDU: 621.3(043)
-------	---

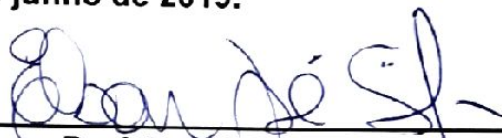
**"Influência da Geometria dos Elementos Metálicos Na
Miniaturização de Condutores Artificiais Magnéticos Com
Aplicações Em Antenas"**

WELYSON TIANO DOS SANTOS RAMOS

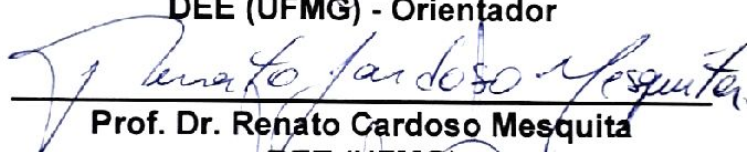
Tese de Doutorado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 14 de junho de 2019.

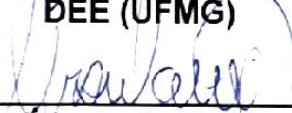
Por:



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



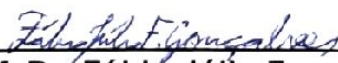
Prof. Dr. Renato Cardoso Mesquita
DEE (UFMG)



Profa. Dra. Úrsula do Carmo Resende
Engenharia Elétrica (CEFET-MG)



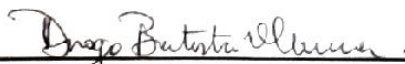
Prof. Dr. Glaucio Lopes Ramos
Eng. Telecomunicações (UFSJ -Campus Alto Paraopeba)



Prof. Dr. Fábio Júlio Fonseca Gonçalves
Eng. Elétrica (Faculdade Pitágoras)



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



Prof. Dr. Diogo Batista de Oliveira
DEE (UFMG)

Até aqui nos ajudou o "ALTÍSSIMO"
—1 SAMUEL (7:12)

A minha família.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus, por tudo, até mesmo pelas dificuldades, pois, sem elas não há aprendizado, sem aprendizado não há crescimento, sem crescimento não há vida.

A minha esposa Cristiane, pessoa com quem amo partilhar a vida. Obrigado pelo amor, carinho, apoio, compreensão, paciência, por sua capacidade de trazer-me paz na correria de cada semestre e por sempre estar ao meu lado.

Ao meu filho Matheus, que traz alegria para minha vida e completa meu coração.

A minha mãe, Maria Odete, pelo cuidado e dedicação, que facilitaram minha caminhada e deram-me a certeza de que não estou sozinho.

Ao meu pai, José Cícero, pelos seus ensinamentos, que forjaram meu caráter. Contigo aprendi a sonhar, ser forte e a não desistir diante das dificuldades.

Ao meu irmão Dorgi e meu sobrinho Anglyston pela força dada.

A família de minha esposa, pela amizade, por sempre me receberem com alegria. Em especial, a minha sogra, Vera, minha cunhada, Tica, meu tio agregado, Raimundo Leonardo, e a tia agregada Irlene, pelos muitos momentos felizes que passamos juntos.

Ao meu amigo, "irmão" e compadre, Phillipe, e a minha comadre Rísia, pelos momentos juntos, que tornaram esses anos de estudos ainda mais divertidos.

Aos meus amigos e companheiros de trabalho, Max Pereira e João de Deus, por

permitirem que eu fizesse parte de suas vidas e de suas famílias.

Aos meus orientadores, Professor Elson José da Silva e Professor Renato Cardoso Mesquita, que foram essenciais para a realização deste trabalho. Agradeço a ambos pelo conhecimento compartilhado, pelas orientações assertivas, pela confiança, pela amizade e pelas conquistas advindas das boas orientações recebidas.

Ao Professor Rodney Saldanha e Professor Ricardo Adriano, pela atenção e carinho que me receberam e me auxiliaram.

Aos Professores membros da banca por aceitarem o convite e contribuírem para este trabalho.

Aos meus colegas de curso, Fidel, Roberto, Guilherme, Fernando, João, Leonardo e demais pelo apoio e amizade. Grato em especial por estarem sempre disponíveis a ajudar e por proporcionarem um ótimo ambiente de trabalho.

A todos que de alguma maneira contribuíram para a realização deste trabalho.

À Universidade Federal dos Vales do Jequitinhonha e Mucuri, pela liberação das atividades docentes para a conclusão dos dois últimos anos desse trabalho e pelo suporte financeiro.

Ao CNPq, CAPES e FAPEMIG pelo suporte financeiro.

RESUMO

Neste trabalho apresenta-se o estudo de condutores magnéticos artificiais (AMC) sem vias para aplicação em antenas. O método de elementos finitos foi utilizado, por meio do software comercial COMSOL MULTIPHYSICS, para obter os resultados desta tese. A realização deste trabalho foi dividida em duas etapas que avaliam no primeiro momento como a geometria das inclusões metálicas modifica a frequência de ressonância do AMC, seguida de estudos sobre o acoplamento entre antena e o AMC devido às diferentes formas geométricas das inclusões metálicas.

Na primeira etapa deste trabalho, diferentes formas geométricas foram analisadas. Como contribuição, observou-se que a redução na frequência de ressonância do AMC está associada ao aumento no comprimento efetivo das inclusões metálicas, desde que esse aumento no comprimento efetivo ocorra na mesma direção de polarização da onda incidente. Pautado nessa observação, a geometria *meander line* foi estudada e comparada a um *patch* quadrado utilizado como referência. Nesse contexto, outra contribuição refere-se à observação de uma redução na razão entre a primeira e a segunda frequência de ressonância do AMC e o aparecimento de diferentes bandas de operação, dependendo do número de meandros utilizados. De modo semelhante, ao utilizar a geometria *meander line* em elementos condutores de superfícies seletivas em frequência a miniaturização e o surgimento de diferentes bandas de operação também foram observados.

Na segunda parte deste trabalho é desenvolvido um estudo sobre a interação entre antenas e AMC. Duas antenas são avaliadas, um dipolo e uma *bowtie*. Para os planos terra AMC, quatro geometrias são analisadas, incluindo a quadrada, circular, *bowtie* e a forma em U. As células unitárias são projetadas para a mesma frequência de operação. Nesta etapa, como contribuição, observou-se que, devido à forma do remendo metálico, a direção do ganho máximo no plano H pode ser rotacionada. Além disso, uma melhoria na largura de feixe de meia potência (HPBW) da antena é reportada. Ainda, o ganho, HPBW e a relação frente-costa dependem da posição da antena sobre o AMC e do número de células unitárias presente na matriz AMC. Os resultados sugerem que uma escolha cuidadosa da geometria do elemento condutor em um AMC, para aplicações de antena, é de fundamental importância.

Palavras-chaves: Antenas, condutores magnéticos artificiais, metamateriais, metassuperfícies, superfície seletivas em frequência.

ABSTRACT

This thesis addresses the study of artificial magnetic conductors (AMC) without vias for antennas applications. The results are supported by the commercial program COMSOL MULTIPHYSICS, a finite element software. This work is divided into two steps: first, it is evaluated how the metal inclusions geometry modify the AMC resonant frequency; and second, coupling effects between the antenna and AMC due to different geometric shapes for AMC metallic inclusions are studied.

In the first stage, different geometric forms were analyzed. As a contribution, it was observed that the reduction in the resonant frequency of the AMC is associated with the increase in the effective length of the metallic inclusions, provided that this increase in effective length occurs in the same direction of incident wave polarization. Based on this observation, the *meander line* geometry was studied and compared to a square *patch*, used as a reference. In this context, another contribution refers to the observation of a reduction in the ratio between the first and second AMC resonant frequency and the appearance of different operating bands, depending on the number of meanders used. Similarly, when using *meander line* geometry in a frequency selective surfaces metallic patch, the miniaturization and the appearance of different operating bands were also observed.

In the second part of this work, a study on the interaction between antennas and AMC is developed. Two antennas are evaluated, a dipole and a *bowtie*. For the AMC

ground plane, four geometries are analyzed, including the square, circular, *bowtie* and the U-shape. The unit cells are designed for the same operating frequency. In this step, as contribution, it was observed that, due to the shape of the metallic patch, the direction of the maximum gain in the H plane can be rotated. In addition, an improvement in the half-power beam (HPBW) of the antenna is reported. Further, the gain, HPBW and the front-back ratio depend on the antenna position over the AMC and the number of unit cells present in the AMC array. The results suggest that a careful choice of conductor element geometry in an AMC for antenna applications is of paramount importance.

Keywords: Antennas, artificial magnetic conductors, metamaterials, metasurfaces, surface selective frequency.

SUMÁRIO

Símbolos e Abreviaturas	xv
Lista de Figuras	xix
Lista de Tabelas	xxviii
1 Introdução	1
1.1 Motivação	3
1.2 Levantamento Bibliográfico	4
1.2.1 O Projeto de metassuperfície de Alta Impedância	4
1.2.2 As Aplicações das metassuperfícies de Alta Impedância em Antenas	8
1.3 Objetivos	9
1.4 Contribuições	9
1.5 Lista de Publicações	11
1.6 Estrutura do texto	12

2	Fundamentos	13
2.1	Origem dos termos HIS e AMC	14
2.2	O comportamento EBG	19
2.3	Modelos analíticos	21
2.3.1	Modelo de circuito	21
2.3.2	Modelo de linha de transmissão	22
2.4	Metassuperfície sem vias	25
2.4.1	Visão geral sobre as superfícies seletiva em frequência (FSS)	26
2.4.2	Comportamento AMC	28
2.4.3	Análise dos parâmetros de projeto	30
2.5	Nomenclaturas	34
2.6	AMC e antenas eletricamente pequenas	35
2.6.1	Resistência e eficiência de irradiação	35
2.6.2	Fator Q e a largura de banda	37
2.6.3	Efeitos de acoplamento entre antena e AMC	43
2.7	Considerações Finais	45
3	Miniaturização de Condutores Magnéticos Artificiais	47
3.1	Análise do AMC sem vias	48
3.1.1	A célula unitária	48
3.1.2	Fase do coeficiente de reflexão	50
3.1.3	Validação computacional da estrutura AMC	50
3.1.4	Geometrias analisadas: elementos do grupo I e III	54
3.1.5	Análise dos elementos do grupo I	55

3.1.6	Análise dos elementos do grupo III	58
3.1.7	Geometrias analisadas: <i>bowties</i>	62
3.1.8	Análise das geometrias <i>bowties</i>	62
3.1.9	Geometria proposta: <i>meander line</i>	65
3.1.10	Análise da geometria <i>meander line</i>	66
3.2	A FSS para um elemento <i>meander line</i>	72
3.2.1	Descrição da geometria	72
3.2.2	Validação computacional da estrutura FSS	73
3.2.3	Análise da FSS com elemento <i>meander line</i>	74
3.3	Conclusões	77
4	Efeitos de acoplamento entre antena e AMC	80
4.1	Geometrias AMCs analisadas no acoplamento	81
4.1.1	Célula unitária	81
4.1.2	Fase do coeficiente de reflexão	81
4.2	Equivalência entre geometrias	82
4.3	Análise da antena sobre AMC com 4×4 elementos	86
4.3.1	Antenas avaliadas	86
4.3.2	Parâmetro $ S_{11} $	87
4.3.3	Ganho e HPBW	94
4.4	Desempenho da antena em diferentes posições sobre o AMC	96
4.4.1	Descrição das posições	96
4.4.2	$ S_{11} $, ganho e HPBW	97
4.5	Conclusões	100

5	Conclusão e Trabalhos Futuros	101
A	Figuras suplementares: FSS	105
A.1	Distribuição de campo e corrente	105
	Referências Bibliográficas	109

SÍMBOLOS E ABREVIATURAS

α	Constante de decaimento
β	Constante de propagação da onda no meio dielétrico [m^{-1}]
δ	Profundidade de penetração eletromagnética [m]
η	Impedância característica do meio [Ω]
η_0	Impedância característica do espaço livre [Ω]
η_s	Impedância da onda no meio dielétrico [Ω]
Γ	Coefficiente de reflexão
γ	Constante de decaimento
λ	Comprimento de onda [m]
λ_0	Comprimento de onda no espaço livre [m]
λ_f	Comprimento de onda de excitação final [m]
λ_i	Comprimento de onda de excitação inicial [m]
μ	Permeabilidade magnética [H/m]

μ_0	Permeabilidade magnética do vácuo [H/m]
μ_r	Permeabilidade magnética relativa
∇	Operador gradiente
ω	Frequência angular
ω_0	Frequência angular de ressonância [rad/s]
$\vec{J}_s$	Vetor densidade de corrente superficial [A/m^2]
σ	Condutividade elétrica [Ω^{-1}]
Θ	Fase de reflexão da metasuperfície [$grau$]
ε	Permissividade elétrica [F/m]
ε_0	Permissividade elétrica do vácuo [F/m]
ε_r	Permissividade elétrica relativa
$\vec{B}$	Vetor indução magnética [$Tesla$]
$\vec{D}$	Vetor deslocamento elétrico [C/m^2]
$\vec{E}$	Vetor campo elétrico [V/m]
$\vec{H}$	Vetor campo magnético [A/m]
E_t	Componente tangencial do campo elétrico [V/m]
E_x	Componente x do campo elétrico [V/m]
E_y	Componente y do campo elétrico [V/m]
E_z	Componente z do campo elétrico [V/m]
f_f	Frequência de excitação final Hz
f_i	Frequência de excitação inicial Hz
H_t	Componente tangencial do campo magnético [A/m]

H_x	Componente x do campo magnético [A/m]
H_y	Componente y do campo magnético [A/m]
H_z	Componente z do campo magnético [A/m]
Z_0	Impedância característica da metasuperfície [Ω]
$Z_{superficie}$	Impedância equivalente na superfície da metasuperfície [Ω]
A	Letra utilizada como constante em equações
AMC	Condutor magnético artificial, sigla do inglês: <i>Artificial Magnetic Conductor</i>
B	Letra utilizada como constante em equações, ou quando indicado no texto, o módulo do vetor indução magnética
BW	Largura de banda [Hz]
C	Capacitância [F], ou quando indicado no texto, utilizada para representar uma constante
c	Velocidade da luz
D	Letra utilizada como constante em equações, ou quando indicado no texto, o módulo do vetor deslocamento elétrico
EA	Elemento do tipo Abertura
EBG	Dispositivos que apresentam uma banda proibida para a propagação de ondas eletromagnéticas com determinadas frequências, sigla do inglês: <i>Electromagnetic Band Gap</i>
EC	Elementos condutores
FR4	Um dos tipos de material dielétrico utilizado como plataforma para as inclusões metálicas das metassuperfícies, sigla do inglês: <i>flame retardant</i>

FSS	Superfície seletiva em frequência, sigla do inglês: <i>Frequency Selective Surface</i>
GA	Algoritmo Genético, sigla do inglês: <i>Genetic Algorithm</i>
GHz	Giga Hertz, é uma unidade de medida de frequência
HIS	Superfície de alta impedância, sigla do inglês: <i>High Impedance Surface</i>
HPBW	Sigla do inglês: <i>Half Power Beam Width</i>
j	Número complexo, $\sqrt{-1}$
k	Vetor de onda [m^{-1}]
L	Indutância [H]
MBAN	Sigla do inglês: <i>Medical Body Area Network</i>
MCT	Um dos tipos de material dielétrico utilizado como plataforma para as inclusões metálicas das metasuperfícies, sigla do inglês: <i>Magnesium Calcium Titanate</i>
PBG	Dipositivos que apresentam uma banda proibida para a propagação de fótons com determinadas energias, sigla do inglês: <i>Photonic Band Gap</i>
RFID	Sigla do inglês: <i>Radio Frequency IDentification</i>
S/P	Razão entre a segunda e a primeira frequência de ressonância
SAR	Sigla do inglês: <i>Specific Absorption Rate</i>

LISTA DE FIGURAS

- 1.1 Algumas geometrias de patch metálico (em preto) obtido por meio de algoritmo genético. (a) três geometrias diferentes simuladas na referência que miniaturiza a HIS (48), (b) geometria proposta na referência (49) para obter um HIS com frequência independente da polarização da onda incidente. 6
- 2.1 Ilustração da estrutura proposta por Sievenpiper. Ela consiste de um conjunto periódico de placas metálicas, com formato de cogumelo, ligado ao plano terra por vias condutoras verticais. *Fonte:* adaptada da referência (5). 15
- 2.2 Impedância de uma HIS com patch quadrado. Valores típicos dos parâmetros utilizados são $L = 2 \text{ nH}^2$ e $C = 0.05 \text{ pF}^2$. *Fonte:* baseado na referência (86). 17
- 2.3 Fase do coeficiente de reflexão de uma HIS com patch quadrado. Valores típicos dos parâmetros utilizados são $L = 2 \text{ nH}^2$ e $C = 0.05 \text{ pF}^2$. *Fonte:* Baseado na referência (86). 18

- 2.4 Estrutura de banda de uma HIS com *patch* quadrado, cujas dimensões são dadas por: $D = 2.4$ mm, $g = 0.15$ mm, $\epsilon_{r2} = 2.2$, $h = 1.6$ mm. Tanto em (a) quanto em (b) Γ , X e M são os pontos de alta simetria no espaço do vetor de onda. *Fonte*: baseado na referência (86). 20
- 2.5 Comportamento AMC e EBG do *patch* quadrado da referência [xy]. Foram usados os seguintes parâmetros fixos: $D_x = D_y = 6.9$ mm; $L_x = L_y = 6.1$ mm; gap = 0.8 mm; permissividade elétrica relativa $\epsilon_r = 2.2$; permeabilidade magnética $\mu_r = 1$; e espessura do substrato de 1.13 mm. (a) Fase do coeficiente de reflexão (b) curva de dispersão. *Fonte*: adaptada das figuras 6 e 7 da referência (47). 21
- 2.6 Comparação entre os modelos teóricos e a simulação com FEM. Foram utilizados os mesmos parâmetros da Figura 2.4: $D = 2.4$ mm, $g = 0.15$ mm, $\epsilon_{r2} = 2.2$, $h = 1.6$ mm. As frequência de ressonância são $f_{FEM} = 13.84$ GHz, $f_{TL} = 14.36$ GHz, $f_{modelo-circuito} = 12.91$ GHz. As larguras de bandas são $BW_{FEM} = 6.21$ GHz, $BW_{TL} = 6.83$ GHz, $BW_{modelo-circuito} = 5.49$ GHz. 25
- 2.7 Ilustração de uma metassuperfície sem via, com inclusão metálica de forma quadrada (84). 26
- 2.8 Representação dos tipos de elementos usados no projeto de uma FSS. *Fonte*: as figuras (b) e (d) foram adaptadas da referência (98). 27
- 2.9 Geometrias típicas dos elementos de uma FSS. *Fonte*: adaptada da referência (98). 28
- 2.10 Cavidade ressonante formada por um plano condutor (PEC) e uma FSS. *Fonte*: adaptada das referências (46,106). 29
- 2.11 (a) Comportamento da frequência de ressonância devido à variação da permissividade elétrica. (b) comportamento da largura de banda versus a variação da permissividade elétrica. Resultados simulados via COM-SOL. Foram usados os seguintes parâmetros: $D_x = D_y = 10$ mm; gap = 0.25 mm; $L_x = L_y = 9.5$ mm; $h = 1.57$ mm; e permeabilidade magnética relativa $\mu_r = 1$. Assume-se o *patch* metálico como um PEC. 31

- 2.12 Comportamento da frequência de ressonância devido a variação na espessura do substrato. Resultados simulados via COMSOL. Foram usados os seguintes parâmetros fixos: $D_x = D_y = 10$ mm; $L_x = L_y = 9.5$ mm; gap = 0.25 mm; permissividade elétrica relativa $\epsilon_r = 3.5$; e permeabilidade magnética $\mu_r = 1$. Assume-se o *patch* metálico como um PEC. 32
- 2.13 Comportamento da frequência de ressonância devido a variação no gap, g , entre os *patches* metálicos periódicos. Resultados simulados via COMSOL. D_x e D_y variam. Foram usados os seguintes parâmetros fixos: $L_x = L_y = 9.5$ mm; $h = 1.57$ mm; permissividade elétrica relativa $\epsilon_r = 3.5$; e permeabilidade magnética $\mu_r = 1$. Assume-se o *patch* metálico como um PEC. 33
- 2.14 Antena monopólo. *Fonte*: adaptada da referência (110). 36
- 2.15 Parâmetros de desempenho de uma antena dipolo projetada para apresentar frequência central de operação em 5.1 GHz no espaço livre. Os resultados foram obtidos utilizando o software comercial COMSOL. Foram usados os seguintes parâmetros, conforme a Figura 2.7 (b): $D_x = D_y = 10$ mm, $L_x = L_y = 9.5$ mm; gap = 0.25 mm; $h = 1.57$ mm; $\epsilon_r = 3.5$; e $\mu_r = 1$. O *patch* metálico do AMC foi implementado como PEC. 41
- 2.16 Parâmetros de desempenho de uma antena dipolo projetada para apresentar frequência central de operação em 5.8 GHz no espaço livre. Os resultados foram obtidos utilizando o software comercial COMSOL. Foram usados os seguintes parâmetros, conforme a Figura 2.7 (b): $D_x = D_y = 10$ mm, $L_x = L_y = 9.5$ mm; gap = 0.25 mm; $h = 1.57$ mm; $\epsilon_r = 3.5$; e $\mu_r = 1$. O *patch* metálico do AMC foi implementado como PEC. 42
- 2.17 Ganho (dBi) para o sistema antena sobre AMC. Resultado obtido utilizando o COMSOL. Diferentes números de células unitárias foram simulados. (a) A variação do número de células acontece na direção y . (b) A variação do número de células acontece na direção x . O eixo z está na direção 90° para o plano H, e em 0° no plano E. 44

3.1	Projeto da célula unitária (84).	49
3.2	Fase do coeficiente de reflexão do AMC, inclusão metálica com forma quadrada. Os resultados foram obtidos utilizando o método de elementos finitos. As curvas de Zhang foram obtidas por meio do software WebPlotDigitizer, disponível online no site https://apps.automeris.io .	52
3.3	Distribuição de campo elétrico (Vm^{-1}) em 5.65 GHz.	53
3.4	Densidade de corrente superficial (A/m).	53
3.5	Ilustração do <i>patch</i> quadrado com fendas projetado na referência (60).	53
3.6	Fase do coeficiente de reflexão para a estrutura da referência (60). Os resultados foram obtidos utilizando o método de elementos finitos. A curva de Xuat foi obtida por meio do software WebPlotDigitizer, disponível online no site https://apps.automeris.io .	54
3.7	Ilustração das formas geométricas: (a) elementos do grupo I, e (b) elementos do grupo III.	55
3.8	Fase do coeficiente de reflexão dos elementos do grupo I.	56
3.9	(a) Magnitude do campo elétrico (Vm^{-1}) para elementos do grupo I. (b) componente y da densidade de corrente superficial (Am^{-1}) para os elementos do grupo I (as setas em vermelho representam a direção da corrente).	57
3.10	(a) Magnitude do campo elétrico (Vm^{-1}) para elementos do grupo III. (b) componente y da densidade de corrente superficial (Am^{-1}) para os elementos do grupo III (as setas em vermelho representa a direção da corrente).	59
3.11	Fase do coeficiente de reflexão dos elementos do grupo III. O <i>patch</i> quadrado é usado como referência.	59

- 3.12 Fase do coeficiente de reflexão de um *patch* retangular. (a) variação do comprimento L_y , com $L_x = 9.5$ mm, fixo. (b) variação da largura L_x , com $L_y = 9.5$ mm, fixo. Foram usados os seguintes parâmetros fixos: gap = 0.25 mm; h = 1,57 mm; permissividade elétrica relativa $\epsilon_r = 3.5$; e permeabilidade magnética $\mu_r = 1$ (84). O *patch* metálico foi assumido como PEC. A onda incidente com polarização linear na direção y. 60
- 3.13 Geometrias baseadas nas formas *bowtie*. (a) *bowtie* triangular, e (b) *bowtie* esférica. 62
- 3.14 (a) Magnitude do campo elétrico (Vm^{-1}) para os elementos condutores com forma *Bowtie* na frequência de ressonância. (b) Componente y da densidade superficial de corrente (Am^{-1}) para os elementos condutores com forma *Bowtie* na frequência de ressonância. 64
- 3.15 Fase do coeficiente de reflexão para os *patches bowtie* e quadrado. 64
- 3.16 Ilustração da célula unitária da forma *meander line* através da divisão da trilha com forma quadrada em $N \times N$ elementos (84). Os seguintes parâmetros para a geometria *meander line* são utilizados: g = 0.25 mm; $D_x = D_y = 10$ mm; $L_x = L_y = 9.5$ mm; h = 1.57 mm; $\epsilon_r = 3.5$; and $\mu_r = 1$; and a = L_x/N . 65
- 3.17 Magnitude da distribuição de campo elétrico (V/m) na frequência de ressonância para elementos condutores com forma *meander line* (84). (a)-(e) o comprimento efetivo aumenta na direção y. (f) o comprimento efetivo cresce na direção x. 67
- 3.18 Fase do coeficiente de reflexão para elementos condutores com forma *meander line*. *Meander line* com aumento no comprimento efetivo: (a) na direção x, e (b) na direção y. O *patch* quadrado é tomado como referência (84). 68
- 3.19 Componente y da densidade de corrente superficial (A/m) dos elementos condutores com forma *meander line* (84). 70

3.20	Comparação entre as Fases do coeficiente de reflexão das estruturas quadrada, #2 e <i>meander line</i> com $N = 3$. Os mesmos parâmetros da referência (60) foram utilizados, ver seção 3.1.3(84).	71
3.21	Comparação entre componente y da densidade de corrente superficial ($A m^{-1}$) da estrutura #2 da referência [pp] e a <i>meander line</i> com $N = 3$. Os mesmos parâmetros da referência [pp] foram utilizados, ver seção 3.1.3 (84).	71
3.22	Célula unitária da forma 1-meander, forma em U. Desenho inspirado nos trabalhos de Neto [135] e Ramos [85].	73
3.23	Coeficiente de transmissão para uma superfície seletiva de frequência com elemento em forma de U, para diferentes variações dos comprimentos dos braços. Os seguintes parâmetros foram utilizados: $\epsilon_r = 4.4$; $\mu_r = 1$; espessura do substrato $h = 0.9$ mm; $W_x = W_y = 20$ mm; $dx = dy = 5$ mm; $S_y = 2$ mm; e $L_y = 10$ mm. Os resultados foram obtidos utilizando o método de elementos finitos. As curvas de Neto foram obtidas por meio do software WebPlotDigitizer disponível online no site https://apps.automeris.io	74
3.24	Parâmetro $ S_{21} $ para FSS com elemento condutor com forma <i>meander line</i> . Diferentes valores de N foram avaliados (85).	75
3.25	Vista da redução na razão S/P (85).	76
3.26	Parâmetro $ S_{21} $ para o caso de $N = 7$ (85).	76
3.27	Comparação entre os parâmetros $ S_{21} $ dos <i>patches</i> quadrados e #1, para uma onda incidente com polarização linear na direção y (85).	77

- 4.1 Células unitárias dos AMCs. (a) quadrado, (b) círculo, (c) *bowtie*, e (d) *meander line* com $N = 3$ (forma em U). O *patch* metálico (em laranja) é assumido como PEC. Os parâmetros mostrados acima são: $W1 = 10$ mm, $L = 9,5$ mm; $W2 = 13,5$ mm, $D = 13$ mm; $W3 = 7,5$ mm, $A = 7$ mm; $W4 = 6,9$ mm, $B = 6,4$ mm, $S = 2,133$ mm; e $g = 0,25$ mm. O substrato dielétrico (na cor cinza) tem uma espessura de 1,57 mm, a permissividade elétrica relativa de $\epsilon_r = 3,5$ e a permeabilidade magnética relativa de $\mu_r = 1$. 82
- 4.2 Fase do coeficiente de reflexão das figuras descritas na seção 4.1. $BW1 = 983$ MHz, $BW2 = 870$ MHz, $BW3 = 606$ MHz, e $BW4 = 531$ MHz são as larguras de banda do quadrado, círculo, *bowtie* e *U-shape*, respectivamente. 83
- 4.3 Distribuição de campo elétrico e densidade de corrente das geometrias AMCs propostas, na frequência de ressonância, 5.65 (GHz), para uma onda plana polarizada na direção y. (a) Magnitude do campo elétrico (Vm^{-1}). (b) Componente y da densidade superficial de corrente (Am^{-1}) e a distribuição de correntes (setas em vermelho). 83
- 4.4 Obtenção de uma célula unitária equivalente. 84
- 4.5 Comparação entre as fases do coeficiente de reflexão do *patch* circular e seu quadrado equivalente. É utilizado uma onda incidente com polarização na direção y. A curva pontilhada corresponde ao resultado teórico obtido para $n = 7$ na equação 4.4. 85
- 4.6 Geometria das antenas propostas. (a) vista de cima da antena dipolo, (b) vista de cima da antena *bowtie*. Para a antena dipolo, a parte metálica é assumida como cobre e os seus parâmetros de projeto são: $L = 11.44$ mm, $R = 0.57$ mm, $H = 0.12$ mm. Para a antena *bowtie*, a parte metálica é assumida como PEC e os seus parâmetros são: $D1 = 8.68$ mm, $D2 = 16.07$ mm, $y1 = 6.99$ mm, $y2 = 14.38$ mm, $p1 = 0.251$ mm, $p2 = 0.517$ mm, $s = 1.69$ mm, espessura do substrato de 1.57 mm, permissividade elétrica relativa $\epsilon_r = 3.5$ e permeabilidade magnética relativa $\mu_r = 1$. 86

4.7	Parâmetro $ S_{11} $ da antena sobre as estruturas AMCs descritas na seção 4.1. (a) antena dipolo e (b) antena <i>bowtie</i> .	88
4.8	Parâmetro $ S_{11} $ da antena sobre os AMCs com <i>patch</i> circular da seção 4.1 e seu caso equivalente, quadrado#. (a) antena dipolo e (b) antena <i>bowtie</i> .	89
4.9	Impedância das antenas dipolo e <i>bowtie</i> no espaço livre.	90
4.10	Ilustração da região, S, em que a onda incidente pode ser considerada plana. ω é o ângulo sólido.	91
4.11	Distribuição de corrente sobre a superfície do AMC devido a proximidade de uma antena dipolo. A antena é centrada sobre um matriz AMC de 4×4 elementos. As setas verdes e amarelas representam a direção da corrente sobre a superfície da antena e do AMC, respectivamente. (a) dipolo sobre um <i>patch</i> quadrado, (b) dipolo sobre um <i>patch</i> circular, (c) antena <i>bowtie</i> sobre um <i>patch</i> quadrado, (d) antena <i>bowtie</i> sobre um <i>patch</i> circular, e (e) antena <i>bowtie</i> sobre um <i>patch</i> com forma <i>bowtie</i> .	91
4.12	Ilustração do acoplamento magnético entre as correntes na superfície da antena e do AMC.	93
4.13	Ganho (dBi) das antenas sobre os AMCs. O ângulo 0° está orientado na direção positiva do eixo z. (a) dipolo e (b) antena <i>bowtie</i> .	95
4.14	Largura do feixe em meia potência (HPBW) das antenas sobre diferentes geometrias AMCs, no plano E. O ângulo 0° está orientado na direção positiva do eixo z. (a) dipolo e (b) antena <i>bowtie</i> .	96
4.15	Posições da antena <i>bowtie</i> sobre as estruturas AMC. O número de células é meramente ilustrativo. As imagens representam uma matriz com $n \times m$ elementos, onde n e m são inteiros positivos, ímpares ou pares.	97
4.16	Parâmetro $ S_{11} $ para uma antena <i>bowtie</i> centrada sobre uma estrutura AMC de matriz de $n \times m$ elementos.	98

- 4.17 Ganho (dBi) para a antena *bowtie* centrada sobre um *patch* metálico com forma *bowtie* e $n \times m$ elementos. O ângulo 0° está orientado na direção positiva do eixo z. 99
- 4.18 Largura de feixe em meia potência (HPBW), plano E, da antena *bowtie* centrada sobre um *patch* metálico com forma *bowtie* e $n \times m$ elementos. O ângulo 0° está orientado na direção positiva do eixo z. 99
- A.1 Patch quadrado: (a) distribuição de campo elétrico (V/m). (b) Densidade superficial de corrente (A/m). 105
- A.2 Distribuição de campo elétrico (V/m) para as geometrias meander line. (a) $N = 3$; (b) $N = 5$; (c) $N = 7$; (d) $N = 9$; (e) $N = 11$. Nesses casos o crescimento da metalização está na direção y (direção de polarização da onda incidente). (f) $N = 11$ com o crescimento da metalização na direção x. 106
- A.3 Densidade superficial de corrente (A/m) para as geometrias meander line. (a) $N = 3$; (b) $N = 5$; (c) $N = 7$; (d) $N = 9$; (e) $N = 11$. Em todos os casos o crescimento da metalização está na direção y (direção de polarização da onda incidente) 107
- A.4 Densidade superficial de corrente (A/m) para o patch meander line com $N = 11$, e crescimento da metalização na direção x (perpendicular a polarização da onda incidente). 108

LISTA DE TABELAS

- 3.1 Frequência de ressonância e largura de banda das geometrias mostrada na Figura 3.18. f_1 , f_2 e f_3 são a primeira, segunda e terceira frequência ressonância, respectivamente. BW1, BW2, BW3 são as larguras de banda da primeira, segunda e terceira frequência de ressonância, respectivamente. 69
- 4.1 Desempenho do dipolo sobre diferentes geometrias AMCs. A primeira coluna, da esquerda para direita, indica os tipos de geometrias avaliadas, incluindo a antena no espaço livre. Os valores são aproximados. 94
- 4.2 Desempenho da antena *bowtie* sobre diferentes geometrias AMCs. A primeira coluna, da esquerda para direita, indica os tipos de geometrias avaliadas, incluindo a antena no espaço livre. Os valores são aproximados. 95
- 4.3 Desempenho da antena *bowtie* em diferentes posições sobre o AMC com geometria *bowtie*. A primeira coluna, da esquerda para direita, indica o número de célula unitária utilizada para estabelecer as posições. É incluído a antena no espaço livre. Os valores são aproximados. 98

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

*“What your efforts to challenge the impossibilities,
remember that the great things of man were
conquered what seemed impossible.”*

– Charles Chaplin

UM condutor magnético artificial (*Artificial Magnetic Conductor* - AMC) é uma estrutura projetada para responder a um campo eletromagnético de maneira semelhante àquela que um condutor magnético responderia, caso este existisse na natureza. Em princípio, esse comportamento físico pode ser alcançado facilmente por meio do projeto de estruturas chamadas na literatura de superfícies de alta impedância (*High Impedance Surface* - HIS), que são classificadas como um tipo de metassuperfície.

De maneira geral, as metassuperfícies são interfaces planas, ressonantes, periódicas ou quase periódicas, cujas subestruturas possuem dimensões muito menores que o comprimento de onda de operação. Tipicamente, uma metassuperfície é composta por um conjunto de pequenos espalhadores – tais como dielétricos (1; 2), nano-antenas plasmônicas (3; 4), trilhas metálicas impressas sobre uma placa dielétrica aterrada (5; 6), aberturas em filmes metálicos (7; 8), e espelhos baseados em estruturas metal-isolante-metal (9; 10) – capazes de manipular a onda incidente para obter um comportamento

desejável.

Conceitualmente, as metassuperfícies são semelhantes às redes de difração. Entretanto, apesar das similaridades, a primeira é mais versátil, devido ao leque de possibilidades em seu projeto, pois diferentes formas, arranjos, tamanhos, materiais, e o alinhamento mútuo (entre elementos) podem ser utilizados para produzir novas respostas à onda eletromagnética (11; 12; 13). Desta maneira, as metassuperfícies podem ser projetadas para uma grande variedade de aplicações tecnológicas, o que contribui para o crescente interesse pela comunidade científica nesse tema. Entre as principais aplicações podem ser citadas: geradores de vortex (11; 14), lentes planas (1; 15), placa de um quarto de onda (16; 17), holografia (18), biossensores (19), absorvedores (12; 20; 21), polarizadores (13), e antenas (22; 23; 24; 25).

Do ponto de vista da óptica, as metassuperfícies podem ser projetadas para controlar diferentes propriedades eletromagnéticas, incluindo refração (3), reflexão (26), fotoluminescência (27), fluorescência (28), polarização (29), e o espalhamento do feixe (divisão de feixe) (30). Por estas razões, as metassuperfícies são promissoras para substituir muitos dos convencionais componentes ópticos.

Particularmente, quando a metassuperfície é projetada para apresentar comportamento AMC, ela também é tratada na literatura como uma estrutura metamaterial (31). Nesse caso, o termo metamaterial está relacionado ao fato da estrutura projetada apresentar um comportamento físico artificial, não observado na natureza. Ainda, como ocorre na estrutura metamaterial, observa-se que a resposta da metassuperfície depende da relação entre o tamanho da célula unitária, a periodicidade da rede e o comprimento de onda de operação (31), porém, uma interface plana e periódica só é classificada como metassuperfície se o comprimento de onda de operação for muito maior que a periodicidade da rede.

Por fim, como é discutido na seção 1.1, as superfícies de alta impedância têm recebido muita atenção nos últimos anos devido ao seu potencial de aplicação nas áreas de antena e de circuitos de microondas. Grande parte desse interesse está relacionado ao comportamento AMC.

1.1 Motivação

Atualmente, há uma grande demanda por antenas cada vez menores para diferentes tipos de tecnologia, por exemplo, tamanho físico pequeno está associado às aplicações que exigem portabilidade. Porém, as dimensões de uma antena, geralmente, são proporcionais ao comprimento de onda de operação (32). Por esse motivo, para muitas aplicações o tamanho físico da antena se tornaria um problema.

Por outro lado, o projeto de uma antena envolve a escolha de topologias adequadas para aplicações específicas e pode demandar uma rede de casamento para conectá-la à fonte (33). Além disso, a redução no tamanho físico de uma antena afeta diretamente sua eficiência de irradiação, de modo que ao diminuir o tamanho físico de uma antena, reduz-se também sua capacidade de irradiação (34).

Assim, ao diminuir as dimensões de uma antena, faz-se necessário utilizar alguma técnica de projeto para melhorar seu desempenho. Nesse contexto, uma metodologia amplamente utilizada, para melhorar a potência irradiada em uma determinada direção, é a utilização de um plano terra metálico. Entretanto, o plano condutor influencia na impedância, na largura de banda e no diagrama de irradiação das antenas (35). Além disso, teoricamente, uma superfície condutora pode refletir uma onda eletromagnética com uma mudança de fase de 180° (36). Isto permite que efeitos de interferência, causados por corrente imagem (32; 36; 37), possam piorar o desempenho da antena. Como consequência, a eficiência de irradiação da antena está sujeita a distância entre a antena e a superfície metálica, sendo, portanto, necessário ajustar uma distância ideal entre a antena e o plano terra para minimizar esses efeitos. Comumente, utiliza-se uma distância de $\lambda/4$ entre a antena e o plano terra (32). Note que uma distância mínima implica em uma limitação no uso das antenas em algumas aplicações tecnológicas, como, por exemplo, na identificação de materiais metálicos (38), uma vez que uma antena não pode ser diretamente fixada sobre tais superfícies.

Além dos problemas já citados, os metais suportam ondas de superfície (39; 40; 41; 42) que podem irradiar na presença de dobras, descontinuidades e defeitos, e também devido à própria textura do metal (5). Essas ondas irradiadas podem causar interferência destrutiva, piorando a resposta da antena. Por esse motivo, as ondas de su-

perfícies devem ser levadas em conta, principalmente, no projeto de antenas impressas, pois a antena pode induzir na superfície dos planos metálicos (ou na própria superfície no caso de antenas impressas) correntes que se propagam e irradiam ao encontrar “defeitos”.

Uma alternativa atraente para suprimir esses tipos de problemas é a utilização das HIS como plano terra. O comportamento AMC permite aproximar a antena do plano terra (25; 43) reduzindo a limitação de distância imposta pelos planos terras metálicos, sendo possível colocar o dispositivo “antena mais HIS” diretamente sobre uma estrutura metálica (38). Ademais, o AMC pode ser utilizado como uma superfície reativa de impedância, de modo que a impedância da antena pode ser ajustada (22).

Outro comportamento interessante, que também pode ser alcançado por meio do projeto das HIS, é o comportamento EBG (*Electromagnetic Band Gap*) que proíbe a propagação de onda de superfície (5). Por exemplo, esta propriedade pode ajudar na redução do acoplamento mútuo em sistemas que utilizam múltiplas antenas (44).

De modo geral, uma HIS pode ser projetada para apresentar um desses comportamentos, ou ambos, em uma determinada região de frequências. Atualmente, a limitação para se obter simultaneamente ambos comportamentos está relacionada ao modo como a HIS é projetada, tópico que é melhor discutido no Capítulo 2. No entanto, apesar das dificuldades de projeto, as metassuperfícies são encaradas como promessa de avanço no desenvolvimento de novos projetos de antenas, pois, sua utilização como plano terra já tem se mostrado relevante para a redução nas dimensões da antena (45) e para a obtenção de antenas com alto ganho ou alta diretividade (22; 46).

1.2 Levantamento Bibliográfico

1.2.1 O Projeto de metassuperfície de Alta Impedância

Na literatura há duas estratégias principais de projeto das superfícies de alta impedância: em uma, a superfície metálica da HIS acima do substrato dielétrico é conectada ao plano terra (5) por meio de uma via; na outra, o projeto é simplificado devido

à ausência de vias (47), nesse caso as metassuperfícies também são chamadas de estruturas planares. O caso sem vias é essencialmente uma superfície seletiva de frequência (FSS) impressa sobre um substrato dielétrico aterrado (47).

Assim sendo, a utilização de vias reduz o tamanho da metassuperfície, mas ao mesmo tempo ela complica o processo de fabricação. Porém, as dimensões das HIS, em qualquer um dos casos, ainda, são proporcionais ao comprimento de onda de operação, de modo que há a necessidade de encontrar meios de reduzir as dimensões dessas estruturas (48; 49). Por esse motivo, a miniaturização da HIS é um dos temas mais abordado na literatura de metassuperfícies de alta impedância.

A miniaturização tem sido estudada principalmente por meio da avaliação das características de reflexão da HIS para diferentes formas geométricas da inclusão metálica. Nesse contexto, formas geométricas simples como quadrado (6; 47; 50; 51), círculo (45; 52) e octógono (45) já foram estudadas. Dentre estas, considerando a mesma frequência de ressonância, foi observado que o quadrado é a estrutura mais compacta (45). Ainda, diversas formas fractais já foram testadas (53; 54; 55), para exemplificar, no caso das curvas Peano (56) e Hilbert (57) a frequência de ressonância está relacionada a ordem numérica das curvas, enquanto que no trabalho da referência (55) uma redução na espessura do substrato é alcançada. Outra geometria frequente na literatura são aquelas com forma em espiral (58; 59), em particular, no caso da referência (59) o autor observou uma redução de 49,45% na frequência de ressonância, quando comparada ao trabalho de benchmark de Sievenpiper (5) que usa geometrias com forma de cogumelo. Há também trabalhos que introduzem fendas em geometrias simples, como o quadrado (60), e analisam a dependência da frequência de ressonância com as dimensões das fendas.

Atualmente, com o avanço da tecnologia, o uso de materiais flexíveis como substrato permite avaliar a resposta em frequência da HIS em função da curvatura do substrato (61). Contudo, geralmente o que tem sido feito é testar as característica de reflexão da HIS para diferentes geometrias.

Nesse contexto, geometrias complexas são, geralmente, obtidas por meio de algum método de otimização, o mais comum é o método de algoritmos genéticos (GA*).

*GAs são uma família de modelos computacionais inspirados na evolução do sistema, que incorporam

Por exemplo, no trabalho de Cos et al. (48) foi utilizado o GA para encontrar a geometria da célula unitária capaz de miniaturizar o AMC com dimensão[†] de $12,70 \times 12,70 \text{ mm}^2$ abaixo de 1 GHz, ver Figura 1.1 (a). Nesta figura são mostradas três geometrias que operam em frequências de ressonância distintas, sendo a frequência e a geometria final ajustada mudando a espessura dos chanfros, representado como C na Figura 1.1 (a). Segundo Elena (48), projetar AMCs pequenos e finos (quanto a espessura do substrato) é um grande desafio, ainda maior para frequências abaixo de 1 GHz. Além disso, um dos problemas da miniaturização é que a largura de banda também é reduzida.

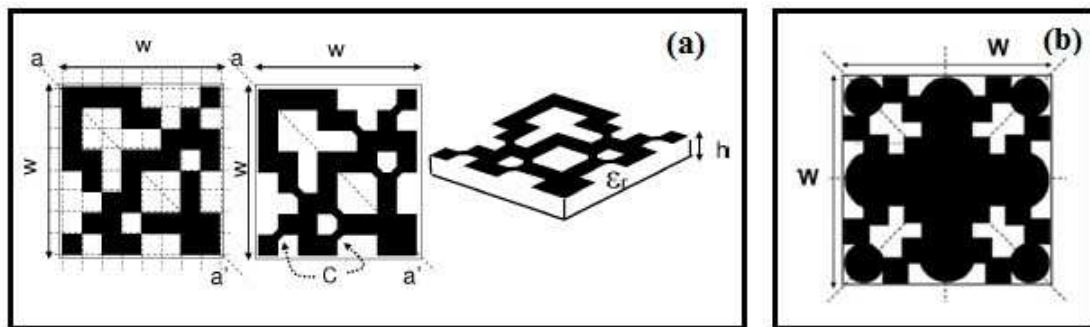


Figura 1.1: Algumas geometrias de patch metálico (em preto) obtido por meio de algoritmo genético. (a) três geometrias diferentes simuladas na referência que miniaturiza a HIS (48), (b) geometria proposta na referência (49) para obter um HIS com frequência independente da polarização da onda incidente.

A utilização dos métodos de otimização ocorre em grande parte devido à incompleta compreensão dos mecanismos físicos responsáveis por uma determinada resposta do AMC. Por exemplo, a redução na frequência de ressonância do AMC pode ser explicada por ressonância de cavidade, para o caso de variação na espessura do substrato dielétrico (47). Porém, quando a forma geométrica da trilha metálica é levada em conta, a discussão de seus efeitos na frequência de ressonância é deficiente na literatura, sendo, portanto, este um dos pontos abordados nesta tese. Além disso, muitas das geometrias obtidas são de difícil realização do ponto de vista de fabricação.

Além dos problemas citados anteriormente, há outros de interesse tanto para o projeto de metassuperfície quanto para a aplicação em antenas, a saber, a frequência de uma solução potencial para um problema específico, e por meio de métodos estocásticos buscam soluções otimizadas (62).

[†]Essas dimensões são típicas para metassuperfícies operando na região de 5 GHz

ressonância da metassuperfície dependente: do ângulo de incidência e da polarização da onda incidente; da espessura do substrato dielétrico, e dos valores de permissividade elétrica. Ainda, a largura de banda também é dependente da espessura do substrato dielétrico. Em geral, existe um conflito entre miniaturizar o AMC e aumentar a largura de banda (49).

A busca por maiores larguras de banda, por estruturas cuja frequência de ressonância seja independente do ângulo de incidência e da polarização da onda incidente também é realizada por meio da obtenção de geometrias adequadas para a trilha metálica (49; 50), como no caso da miniaturização. Por exemplo, na Figura 1.1 (b) é mostrada uma geometria obtida por meio do GA em que se obteve ampla largura de banda (433 MHz ou 7,3%), maior que 5%, e frequência independente da polarização da onda incidente (49). No entanto, diferente do mostrado na Figura 1.1 (a), a frequência de ressonância obtida foi de 5.89 GHz para uma estrutura com dimensões de $11,52 \times 11,52$ mm².

A geometria da trilha metálica também é responsável pela operação do AMC em diferentes bandas (60; 63; 64), o que pode ser uma característica interessante em algumas aplicações. Por exemplo, na referência (63) uma geometria espiral é utilizada na obtenção de um AMC com duas bandas de operação. Em (64) duas bandas são obtidas utilizando uma geometria em zigzag. Já na referência (60) uma segunda banda surge devido à redução na distância entre a primeira e a segunda frequência de ressonância do *patch* quadrado, por meio da introdução de fendas na geometria da trilha metálica.

Por fim, quando o assunto é o substrato de dielétrico, os seus efeitos na frequência de ressonância e na largura de banda também devem ser levado em conta no projeto, porém, em termo de fabricação é interessante avaliar os valores comerciais disponíveis. De maneira geral, altos valores de permissividade elétrica são úteis para reduzir a frequência de ressonância do AMC (49). Os valores de permissividade elétrica relativa variam enormemente nos trabalhos da literatura, desde 1 a 100 (23), devido às características desejadas da metassuperfície. Contudo, a concordância entre a estrutura fabricada e aquela projetada pode ser função da tangente de perda do substrato dielétrico. Nesse contexto, diferentes substratos dielétricos têm sido utilizados no projeto das HIS. Os mais comuns são: MCT-25 (49), com alta permissividade [25] e baixa tangente de perda < 0.0015 , utilizado na região abaixo de 1 GHz; duroide (60), material útil por

possuir vários valores de permissividade e ainda ter baixa tangente de perda; Taconic (64), com baixo valor de permissividade e tangente de perda < 0.0015 , utilizado geralmente em trabalhos na região acima de 1 GHz; e o FR4 (65), que em geral apresenta baixos valores de permissividade [4.4] e alta tangente de perda 0.02, ele é utilizado geralmente em trabalhos na região acima de 1 GHz e escolhido principalmente devido ao baixo custo. Quanto à espessura do substrato dielétrico, observa-se na literatura valores que vão desde 0.4 a 3 mm (23; 66), mas os valores específicos dependem da frequência de ressonância pretendida.

1.2.2 As Aplicações das metassuperfícies de Alta Impedância em Antenas

Na literatura de antenas, as HISs vêm sendo exploradas principalmente como plano terra para alcançar diferentes objetivos, tais como: redução das dimensões da antena (22; 45; 67); obtenção de antenas com baixo perfil (23; 25; 43; 46); melhora na eficiência (68; 69), largura de banda (70), casamento de impedância (22) e no ganho (66; 71; 72); excitação de frequências de ressonância adicionais para operação em sistemas multibanda (73; 74); aumento na distância de leitura de antenas de RFID (*Radio Frequency Identification*) (38; 75; 76) colocadas sobre superfícies metálicas; supressão de ondas de superfície (5; 77); redução de acoplamento mútuo entre antenas (78; 79); aprimoramento na transmissão entre antenas (80; 81); obtenção de antenas reconfiguráveis (24); e em SAR (*Specific Absorption Rate*) para aplicações médicas de MBAN (*Medical Body Area Network*) (82; 83).

Contudo, geralmente as antenas e as metassuperfícies são projetadas separadamente, de modo que efeitos de acoplamento surgem quando estas interagem (45; 66). Apesar dos efeitos de acoplamento serem observados, eles não são analisados na literatura, e, por esse motivo, nesta tese são abordados os efeitos de acoplamento entre antena e AMC devido à geometria do remendo metálico do AMC, sendo uma contribuição deste trabalho para a literatura.

1.3 Objetivos

O objetivo geral deste trabalho consiste em analisar a influência das características geométricas das inclusões metálicas na miniaturização de condutores magnéticos artificiais aplicados às antenas.

Especificamente:

- Estudar o comportamento AMC para diferentes geometrias da inclusão metálica.
- Realizar o projeto numérico de um AMC miniaturizado, partindo de uma geometria simples, com forma *meander line*.
- Avaliar os efeitos de miniaturização da geometria *meander line* em uma estrutura FSS.
- Analisar os efeitos de acoplamento entre AMC e antena devido à geometria das inclusões metálicas do AMC.

1.4 Contribuições

Diante do cenário exposto, nesta tese estudou-se a miniaturização de condutores magnéticos artificiais sem vias para aplicação em antenas pequenas. Ao se analisar a literatura corrente na área de metassuperfície, foram detectados pontos em que a metodologia apresentada nesta tese produziu contribuições originais. As contribuições são especificadas a seguir:

- A geometria *meander line* também foi proposta e analisada no contexto de miniaturização do AMC. A análise da fase do coeficiente de reflexão *meander line* revelou que essa geometria além de reduzir a frequência de ressonância, também, possui um comportamento multibanda, com a distância entre a primeira e segunda frequência de ressonância reduzida, sendo as frequências de operação na região

das comunicações sem fio, como wi-fi, bluetooth, 5G entre outras. Esta contribuição foi descrita no artigo “*Design of the artificial magnetic conductors with meander line elements: reduction in the first and second resonant frequencies*”, publicado na Materials Research Express, vol. 4, no. 7, 075801, 2017. DOI 10.1088/2053-1591/aa7a7e (84).

- A geometria *meander line* também foi explorada no contexto de superfície seletiva de frequência, uma vez que o AMC sem vias deriva diretamente de uma FSS. Comportamentos análogos aos ocorridos no caso do AMC foram obtidos. Observou-se que na FSS, realizada por meio de inclusões metálicas com forma *meander line*, a frequência de ressonância também é influenciada pela relação entre o comprimento efetivo da estrutura e a polarização da onda incidente. Ainda, várias bandas de operação e a redução na distância entre a primeira e segunda ressonância dependentes do número de meandros foi observado. Esta contribuição foi descrita no artigo “*Frequency selective surface using meander line inclusions*”, publicado no Journal of Electromagnetic Waves and Applications, vol. 32, no. 11, p. 1440-1447, 2018. DOI 10.1080/09205071.2018.1442261 (85).
- Durante os estudos acerca do comportamento AMC uma análise das distribuições de campo elétrico e de corrente foi realizada. Essa análise serviu de suporte para investigar a influência das características geométricas das inclusões metálicas do AMC na resposta da antena. Os resultados mostraram que os efeitos associados à geometria do remendo metálico do AMC no desempenho da antena são variados, como rotação no plano H do padrão de irradiação, aumento na largura de feixe de meia potência (HPBW) e alterações na perda de retorno. Além disso, a geometria impõe condições de simetria que faz com que o desempenho da antena também dependa de sua posição sobre a matriz AMC. Esta contribuição foi submetida à IET Science, Measurement & Technology, e está sob análise com o título “*Effects of the Unit Cell Patch Shape on the Antenna over Artificial Magnetic Conductor Performance*”.

1.5 Lista de Publicações

Durante o período de estudo do doutorado, seis trabalhos diretamente associados à tese foram gerados. Destes, três foram submetidos a periódicos:

- 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, vol. 4, no. 7, 075801, 2017. DOI <https://doi.org/10.1088/2053-1591/aa7a7e>
- Ramos, W. T. S.; Mesquita, R. C.; Silva, E. J., “*Frequency selective surface using meander line inclusions*”, Journal of Electromagnetic Waves and Applications, vol. 32, no. 11 p. 1440-1447, 2018, DOI 10.1080/09205071.2018.1442261
- Ramos, W. T. S.; Mesquita, R. C.; Silva, E. J., “*Effects of the Unit Cell Patch Shape on the Antenna over Artificial Magnetic Conductor Performance*”, IET Science, Measurement & Technology. (Submetido)

E três publicações em congresso:

- Ramos, W. T. S.; Mesquita, R. C.; Silva, E. J., “*Influence of permittivity and substrate thickness for miniaturization of artificial magnetic conductor*,”2017, Progress In Electromagnetics Research Symposium - Spring (PIERS), 17521111,p. 529–533, 2017. DOI 10.1109/PIERS.2017.8261797
- Ramos, W. T. S.; Mesquita, R. C.; Silva, E. J., “*Analysis of electric field distribution on artificial magnetic conductor: Via bowtie shape*,”2017, Progress In Electromagnetics Research Symposium - Spring (PIERS), 17520936,p. 534–539, 2017. DOI 10.1109/PIERS.2017.8261798
- Ramos, W. T. S.; Mesquita, R. C.; Silva, E. J., “*Electric field distribution on surface of the artificial magnetic conductor: miniaturization process*,”Proc.SPIE, v. 10343,p. 10343, 2017. DOI 10.1117/12.2270832

Além dos trabalhos supracitados, houve uma publicação em congresso que não está relacionada diretamente ao tema da tese:

- Sabioni, C. L.; Ramos, W. T. S.; Vasconcelos, J. A.; Silva, E. J.; Adriano R.; Saldanha, R. R., “*Multiobjective design optimization of non-uniform helical antennas*,” 2015 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), p. 1-6, 2015 DOI 10.1109/IMOC.2015.7369169

1.6 Estrutura do texto

No **Capítulo 2** é apresentada uma revisão dos conceitos fundamentais e das nomenclaturas das metassuperfícies de alta impedância que culminam na definição do AMC. Ainda, é discutido como essas estruturas corroboram para a melhoria no desempenho de antenas eletricamente pequenas. No **Capítulo 3** é apresentado um estudo acerca da miniaturização do AMC. No **Capítulo 4** são apresentados os resultados referente ao estudo de acoplamento entre antena e AMC. Finalmente, as considerações finais são apresentadas no **Capítulo 5**.

CAPÍTULO 2

FUNDAMENTOS

“No great discovery was ever made without a bold guess.”

– Isaac newton

TEORICAMENTE, um condutor elétrico perfeito (PEC) reflete uma onda eletromagnética com um coeficiente de reflexão $\Gamma = -1$ (32). Por outro lado, um condutor magnético perfeito (PMC) exhibe um coeficiente de reflexão $\Gamma = +1$, isto significa que a fase da onda refletida é 0° quando comparada a fase da onda incidente (32). Nesse contexto, uma estrutura física real capaz de apresentar as características de reflexão de um PMC é chamado na literatura de condutor magnético artificial (6). Este comportamento físico é obtido, geralmente, por meio do projeto de superfícies de alta impedância.

Em linhas gerais, a HIS é um tipo de estrutura periódica ou quase periódica classificada na literatura como metassuperfície. Além do comportamento AMC, o projeto da HIS também possibilita obter uma estrutura capaz de suprimir ondas de superfícies (5). Quando projetada para esta finalidade, a HIS é chamada na literatura de estrutura EBG*.

*Sigla do inglês: *Eletromagnetic Band Gap*. Consiste em uma alta impedância, na direção horizontal, que cria uma banda, ou faixa, com energias (frequências) proibidas, em que a propagação da onda na superfície do dispositivo não é permitida.

Neste capítulo é apresentada uma visão geral sobre as superfícies de alta impedância, devido ao fato de tanto o comportamento AMC quanto o comportamento EBG serem de grande interesse na área de antenas (22; 46; 47). Contudo, por ser o foco desta tese, é enfatizado o comportamento AMC. Em seguida, é discutida a utilidade do AMC para a melhoria de desempenho de uma antena.

2.1 Origem dos termos HIS e AMC

O estudo das superfícies de alta impedância teve um crescimento estrondoso após o trabalho de Sievenpiper (5), intitulado “*High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band*,” em 1999. Em seu trabalho, ele projetou uma superfície ressonante, plana, capaz de apresentar simultaneamente os comportamentos AMC e EBG. Basicamente, a estrutura fabricada era composta por células unitárias metalizadas, com formato de cogumelo, em um arranjo geométrico periódico, sobre um substrato dielétrico, ligadas a um plano terra por meio de vias metálicas, como mostrado na Figura 2.1 (a)-(b).

Quando a periodicidade (D) da rede é muito menor que o comprimento de onda (λ) de operação da estrutura, cerca de $\lambda/10$, Sievenpiper (5) mostrou que a metassuperfície pode ser modelada como um circuito LC equivalente[†], como mostrado na Figura 2.1 (c), com frequência $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$. E as características de reflexão da HIS podem ser obtidas por meio de uma impedância equivalente, como a mostrada na Equação 2.1 (5)

$$Z_{superficie} = \frac{jL\omega}{1 - \omega^2 LC}. \quad (2.1)$$

Nesta representação, conforme mostrado na Figura 2.1 (d), a capacitância (C) vem do campo elétrico entre as placas metálicas, que surge devido ao acúmulo de carga nas bordas. Como as cargas oscilam devido ao um campo incidente, elas fluem ao longo de um caminho que é constituído pela inclusão metálica, a via, e o plano condutor. Associada a esta corrente há um campo magnético, e, portanto, uma indutância (L). Assim, o comportamento da estrutura pode ser reduzido a um circuito ressonante paralelo com

[†]Esse tipo de aproximação, também, é chamada de modelo de meio efetivo

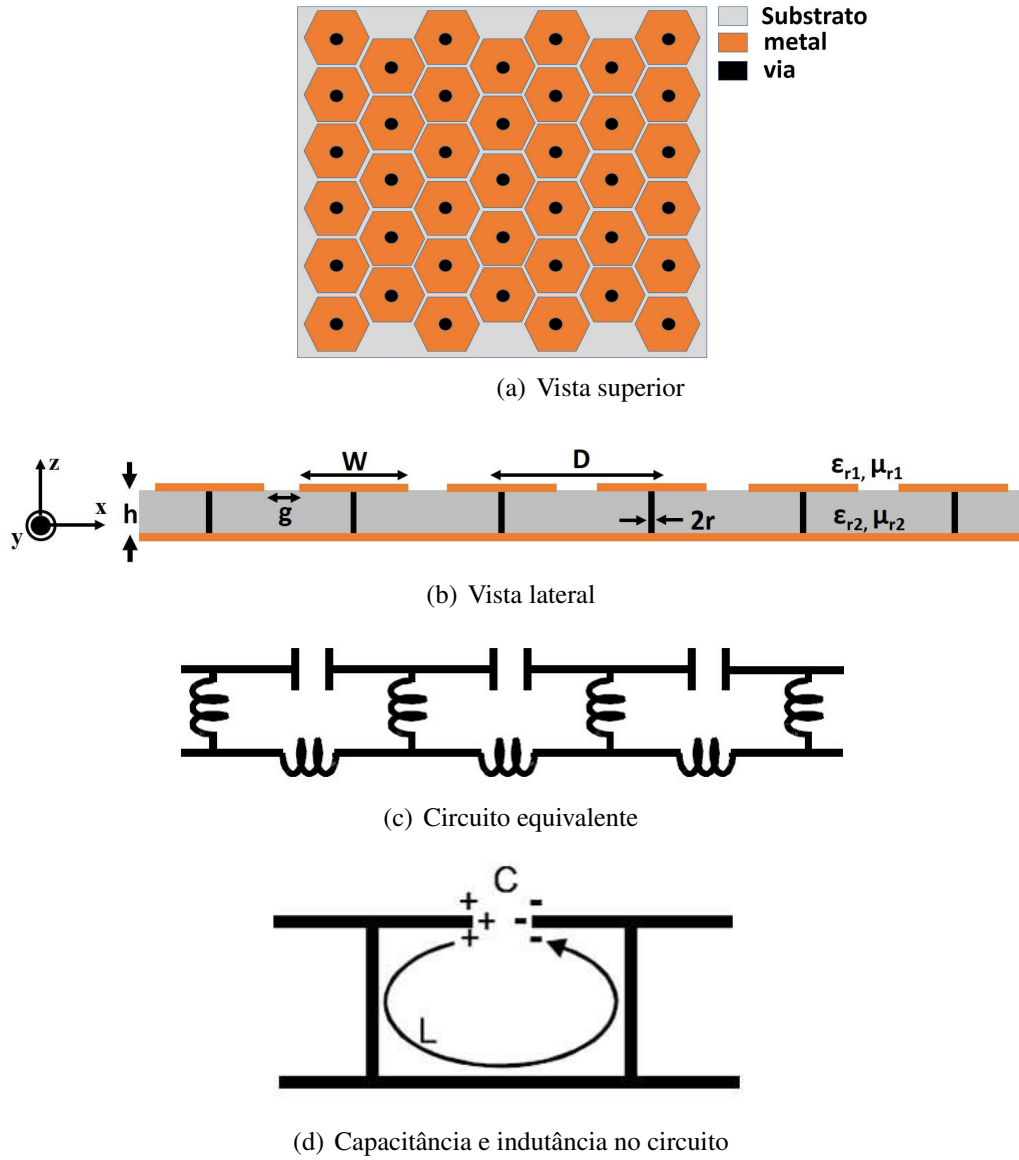


Figura 2.1: Ilustração da estrutura proposta por Sievenpiper. Ela consiste de um conjunto periódico de placas metálicas, com formato de cogumelo, ligado ao plano terra por vias condutoras verticais. *Fonte:* adaptada da referência (5).

frequência de ressonância $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ e impedância dada pela equação 2.1 (5)

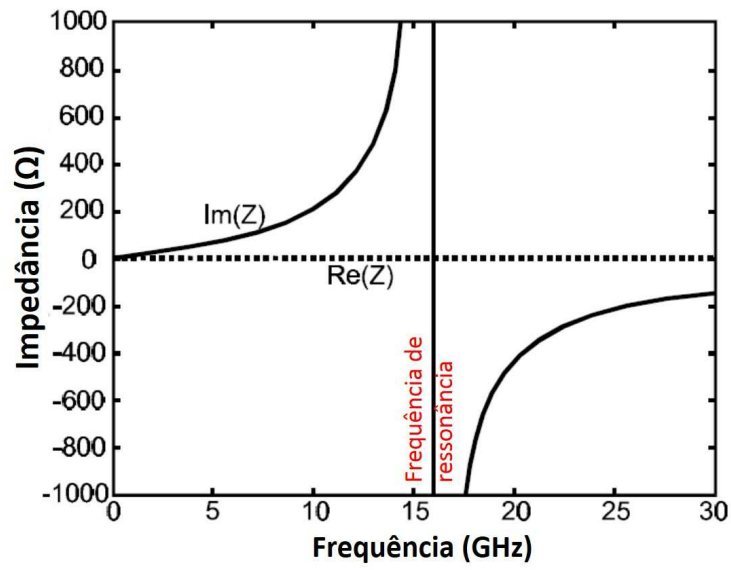
A impedância típica desse tipo de metassuperfície é semelhante aquela mostrada na Figura 2.2. Nessa figura, dois casos são mostrados, em (a) os materiais utilizados são

considerados sem perdas, enquanto em (b) as perdas são levadas em conta. De modo geral, note que nas proximidades da frequência de ressonância da HIS os valores de $Z_{superficie}$ tornam-se muito grandes, por este motivo a HIS é chamada de superfície de alta impedância. Além disso, a HIS apresenta um comportamento reativo interessante, ela é indutiva abaixo da frequência de ressonância e capacitiva acima. Como é apresentado na seção 2.6.2, este comportamento facilita o casamento de impedância entre a antena e a HIS, possibilitando, por exemplo, a miniaturização da antena. Veja ainda que a impedância em ambos os casos (com e sem perdas) é praticamente reativa, salvo próxima a frequência de ressonância no caso em que as perdas do material são levadas em conta. Isso significa que essa estrutura apresenta baixa absorção de energia, de modo que praticamente toda a potência incidente na HIS é refletida (86). Este resultado indica que a HIS tem um grande potencial para ser utilizada como plano terra de antenas. Além disso, o fato de a parte resistiva ser praticamente nula para a maioria das frequências permite simplificar os estudos dessas estruturas. No contexto de simulação, esse resultado equivale a dizer que na maioria dos casos se pode considerar os dielétricos sem perdas e as partes metálicas como condutor elétrico perfeito, o que simplifica enormemente as simulações.

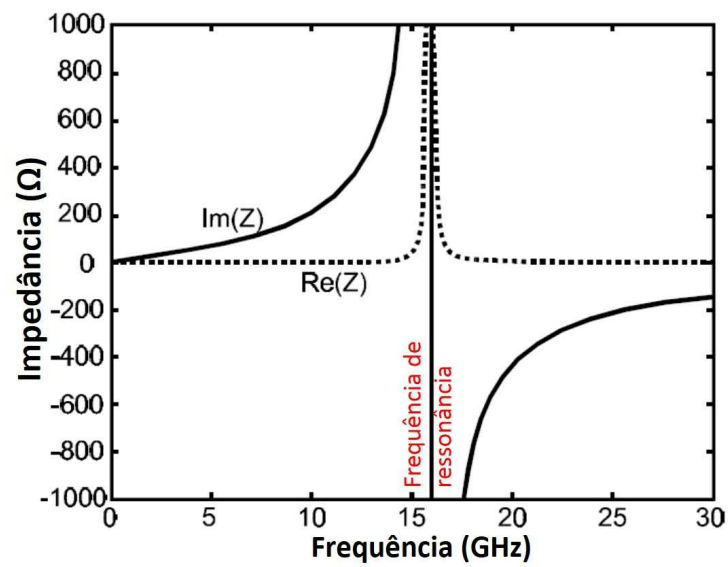
Por outro lado, a Equação 2.1 pode ser vista como uma razão entre as componentes tangenciais elétrica E_t e magnética H_t (35),

$$Z_{Superficie} = \frac{E_t}{H_t}. \quad (2.2)$$

Nesse ponto de vista, considerando ainda a Figura 2.2, quando a impedância é baixa a componente tangencial do campo elétrico na Equação 2.2 é pequena, comparada à componente tangencial magnética, portanto, a HIS comporta-se como um condutor elétrico convencional. Próximo à frequência de ressonância, a impedância é alta, e, consecutivamente, a componente tangencial magnética é pequena, mesmo com a componente tangencial elétrica grande, de modo que a HIS tem um comportamento semelhante a um condutor magnético. Sendo assim, na região de frequência que a metassuperfície possui alta impedância, a HIS também é chamada de condutor magnético artificial (AMC) na literatura. Essa nomenclatura surgiu no trabalho de Yang (87), ao estudar guias de ondas utilizando estruturas PBG.



(a) Sem perdas



(b) com perdas

Figura 2.2: Impedância de uma HIS com patch quadrado. Valores típicos dos parâmetros utilizados são $L = 2 \text{ nH}^2$ e $C = 0.05 \text{ pF}^2$. *Fonte:* baseado na referência (86).

A visualização do comportamento AMC é facilitada por meio do gráfico da fase Θ do coeficiente de reflexão Γ dado por (35)

$$\Gamma = \frac{Z_{Superficie} - \eta_0}{Z_{Superficie} + \eta_0}, \quad (2.3)$$

sendo, η_0 a impedância característica do espaço livre, cerca de 377Ω . Basicamente, o comportamento PMC ocorre quando Θ é igual a 0° , e, como mostrado na Figura 2.3, isso acontece na frequência de ressonância. Além disso, note que a fase varia continuamente entre 180° a -180° . Na literatura, o comportamento AMC é caracterizado por uma largura de banda (BW) formada pelas frequências situadas entre -90° e $+90^\circ$ em torno da frequência de ressonância (6; 48; 87), pois, nesta região de frequência a interferência destrutiva entre onda incidente e a refletida pode ser "desprezada". Fora de BW a metassuperfície comporta-se aproximadamente como um condutor elétrico convencional, PEC quando Θ é igual $\pm 180^\circ$. É importante ressaltar que esses dispositivos apresentam geralmente uma estreita largura de banda, e aumentar BW é um dos desafios atuais encontrado na literatura (48).

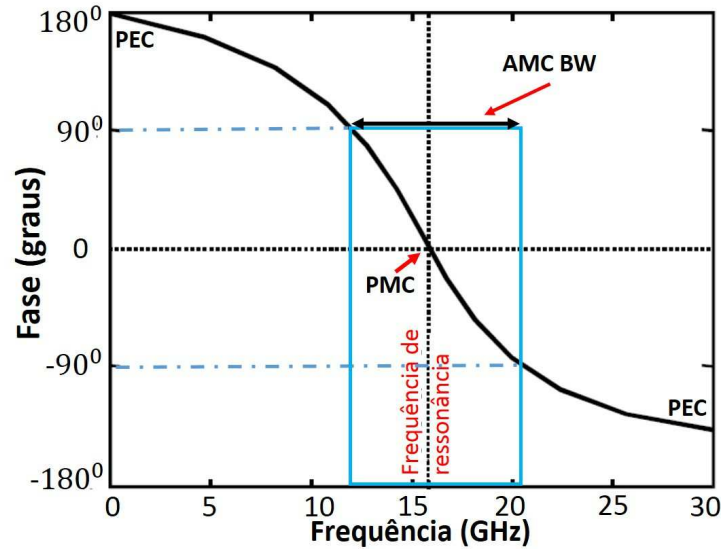


Figura 2.3: Fase do coeficiente de reflexão de uma HIS com patch quadrado. Valores típicos dos parâmetros utilizados são $L = 2 \text{ nH}^2$ e $C = 0.05 \text{ pF}^2$. Fonte: Baseado na referência (86).

2.2 O comportamento EBG

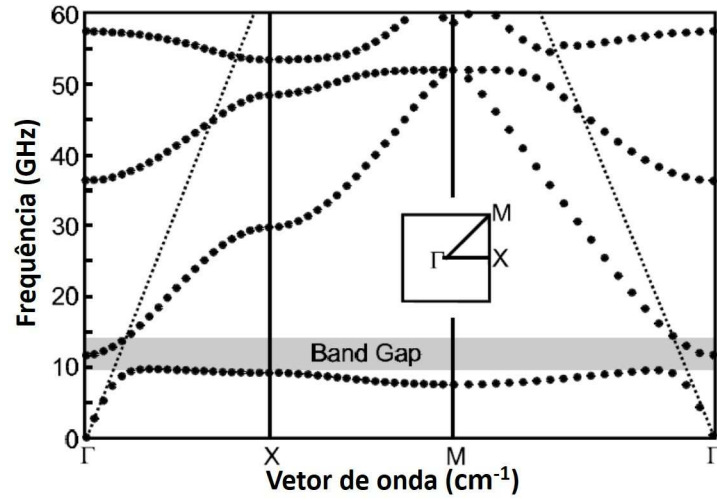
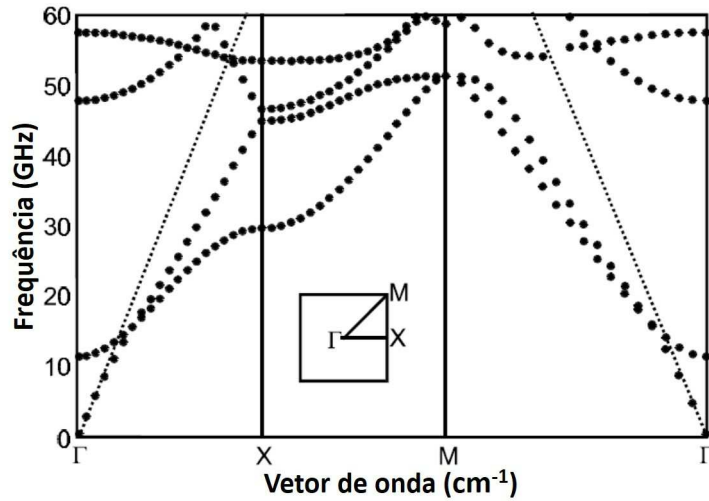
O termo EBG está associado ao surgimento de regiões no espectro de frequências em que é proibida a propagação de ondas eletromagnéticas na superfície da estrutura HIS (5; 78). Vale destacar que o modelo de impedância de superfície baseado na teoria do meio efetivo, proposto por Sievenpiper, não é capaz de prever o surgimento dessas bandas, mas elas existem e podem ser observadas/previstas através de experimentos ou da modelagem numérica, como o método de elementos finitos (FEM).

A Figura 2.4 mostra as estruturas de bandas das HIS de *patch* quadrado discutidas na referência (86). Em (a) é apresentado o caso com vias, enquanto que em (b) a mesma estrutura foi realizada sem vias. No caso (a), basicamente, a HIS suporta ondas de superfície TM em baixas frequências e TE em altas frequências. Entre essas duas regiões, próximo a frequência de ressonância, as ondas de superfície TE e TM são eliminadas, região chamada de *band gap*.

Segundo Sievenpiper (86), a presença de vias condutoras possibilita a interação com o campo elétrico vertical das ondas de superfície TM, de modo que o EBG possa ocorrer. Como observado na Figura 2.4 (b), na ausência de vias a onda TE não é afetada, por isso em ambas estruturas de bandas elas são parecidas. Já a onda TM torna-se crescente, eliminando o *band gap*. Segundo esse argumento, as vias são importantes para o comportamento EBG surgir.

No entanto, mesmo com a ausência de vias, a metassuperfície também pode apresentar uma faixa em que é proibida à propagação de onda eletromagnética. Goussetis et al. (47) discutem o comportamento EBG em uma superfície de alta impedância com elemento condutor de geometria quadrada. Eles demonstram que o comportamento EBG é devido à ressonância e à periodicidade da rede da superfície seletiva de frequência (*Frequency Selective Surface* - FSS) da qual é constituída a metassuperfície. Por esse motivo, no caso das HIS sem vias, as bandas dos comportamentos AMC e EBG não coincidem no domínio da frequência, como mostrado na Figura 2.5. Para algumas aplicações, esse resultado significa uma desvantagem das HIS sem vias em comparação às metassuperfícies com vias.

Assim, em princípio, a utilização de vias possibilita a obtenção de ambos com-

(a) Com vias, $r = 0.36$ mm

(b) Sem vias

Figura 2.4: Estrutura de banda de uma HIS com *patch* quadrado, cujas dimensões são dadas por: $D = 2.4$ mm, $g = 0.15$ mm, $\epsilon_{r2} = 2.2$, $h = 1.6$ mm. Tanto em (a) quanto em (b) Γ , X e M são os pontos de alta simetria no espaço do vetor de onda. *Fonte*: baseado na referência (86).

portamentos AMC e EBG na mesma região de frequência (5). Além disso, tem-se observado na literatura que a utilização das vias facilita o ajuste da frequência de ressonância, por meio do posicionamento adequado da via sobre a inclusão metálica (38),

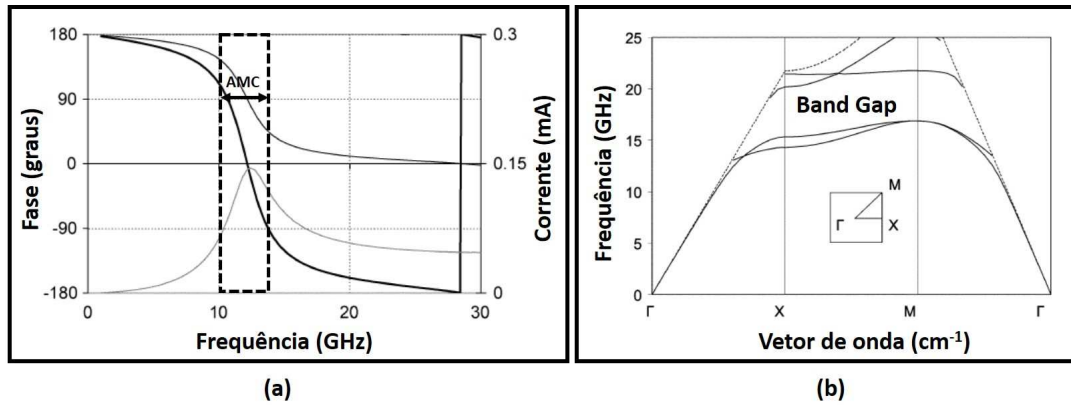


Figura 2.5: Comportamento AMC e EBG do *patch* quadrado da referência [xy]. Foram usados os seguintes parâmetros fixos: $D_x = D_y = 6.9$ mm; $L_x = L_y = 6.1$ mm; gap = 0.8 mm; permissividade elétrica relativa $\epsilon_r = 2.2$; permeabilidade magnética $\mu_r = 1$; e espessura do substrato de 1.13 mm. (a) Fase do coeficiente de reflexão (b) curva de dispersão. *Fonte:* adaptada das figuras 6 e 7 da referência (47).

e pode reduzir significativamente o tamanho da célula unitária. Porém, a via dificulta o processo de fabricação e encarece a estrutura (46).

2.3 Modelos analíticos

2.3.1 Modelo de circuito

Um dos grandes problemas na literatura de superfície de alta impedância é a questão da modelagem da estrutura. A dificuldade surge devido a infinidade de topologias possíveis para o remendo metálico da HIS. Por esse motivo, a maioria dos modelos analíticos encontrados na literatura são para topologias consideradas simples, como o *patch* quadrado e a cruz de jerusalém, por exemplo. Geralmente, expressões analíticas são derivadas partindo do modelo de circuito ou através do modelo de linha de transmissão.

Como mostrado por Sievenpiper (5), no modelo de circuito, uma impedância para superfície da HIS pode ser obtida por meio de um circuito LC equivalente, ver

Equação 2.1. Nesse caso, os valores L e C são dependentes da geometria da estrutura. Em particular, comumente utiliza-se a técnica de mapeamento conforme para encontrar uma expressão analítica para a capacitância C . Infelizmente, além de complexa, essa técnica pode se tornar inviável dependendo da topologia do remendo metálico.

Como exemplo são apresentados as expressões de uma HIS com remendo metálico de geometria quadrada. Nas referências (86; 88) a indutância e a capacitância foram derivadas em função dos parâmetros da estrutura, ver Figura 2.1 (b), sendo a indutância

$$L = \mu h, \quad (2.4)$$

e a capacitância

$$C = \frac{W \epsilon_0 (\epsilon_{r1} + \epsilon_{r2})}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{D}{g} \right). \quad (2.5)$$

A largura de banda em que ocorre o comportamento AMC é calculada por

$$BW = \frac{1}{\eta_0} \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (2.6)$$

onde η_0 é impedância do espaço livre.

2.3.2 Modelo de linha de transmissão

No modelo de linha de transmissão, geralmente, a impedância de superfície Z_s é considerada como uma conexão em paralelo da impedância do grid Z_g , formado pelos remendos metálicos, com a impedância do substrato dielétrico aterrado Z_d (51)

$$Z_s = \frac{Z_g Z_d}{Z_g + Z_d}. \quad (2.7)$$

Vale ressaltar que tanto Z_g quanto Z_d são quantidades que já foram muito estudadas separadamente no passado. Historicamente, o estudo da impedância do grid foi primeiramente realizado para um arranjo periódico de fios metálicos por Lamb em 1897 (89) e por Macfarlane em 1946 (90) em problemas de espalhamento. Posteriormente, diversos modelos TL foram desenvolvidos para melhorar e incluir novas condições nos

modelos existentes. Nesse contexto, destacam-se os trabalhos de Wait (91) e Yatsenko (92) que apresentaram análises mais gerais considerando polarização arbitrária e incidência oblíqua para a onda plana incidente. Em 1982, Lee et al. (93) estudou a impedância Z_g de um arranjo formado por superfícies indutivas e de um arranjo constituído por superfícies capacitivas.

Baseado nesses trabalhos e no princípio de Babinet, Luukkonen (50) obteve uma expressão analítica para um grid formado por *patches* quadrados, considerando o tipo de onda incidente, TE ou TM, como apresentado na Equação 2.8 e Equação 2.9, respectivamente:

$$Z_g^{TE} = -j \frac{\eta_{eff}}{2\alpha \left(1 - \frac{k_0^2}{k_{eff}^2} \frac{\sin^2 \theta}{2}\right)}, \quad (2.8)$$

$$Z_g^{TM} = -j \frac{\eta_{eff}}{2\alpha}, \quad (2.9)$$

sendo θ o ângulo de incidência da onda e $\eta_{eff} = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0\epsilon_{eff}}$ a impedância do meio em que o grid está localizado, com permissividade efetiva dada por

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2}. \quad (2.10)$$

Ainda, $k_{eff} = k_0\sqrt{\epsilon_{eff}}$ é o número de onda associado ao vetor de onda incidente no meio efetivo. k_0 , ϵ_0 , μ_0 são o número de onda, a permissividade e a permeabilidade no espaço livre. α é chamado de parâmetro do grid (92), que para o caso em que $k_{eff}D \ll 2\pi$ é dado por

$$\alpha = \frac{k_{eff}D}{\pi} \ln \left(\frac{1}{\sin \frac{\pi g}{2D}} \right). \quad (2.11)$$

A impedância de um substrato dielétrico aterrado é derivada em (94). Em linhas gerais, no caso TE nenhuma corrente é induzida nas vias, porque o campo elétrico é perpendicular a elas. Logo, Z_d^{TE} não é afetado pelo campo elétrico e sua impedância de superfície é semelhante àquela de um substrato dielétrico aterrado (sem vias)

$$Z_d^{TE} = \frac{j\eta_0}{\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}} \tan(k_{zd}h), \quad (2.12)$$

sendo $k_{zd} = \omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0(\epsilon_r - \cos^2 \theta)}$, a componente vertical do vetor de onda refratado e

η_0 a impedância do espaço livre. Por outro lado, no caso TM, o efeito das vias não pode ser desprezado. Neste caso, Z_d^{TM} assemelha-se a impedância de superfície de um substrato formado por um grid de fios (92) e não depende do ângulo de incidência (94)

$$Z_d^{TM} = \frac{j\eta_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \tan(k_{zd}h). \quad (2.13)$$

Assim, pela Equação 2.7 a impedância de superfície para o caso TE é dada por (50)

$$Z_s^{TE} = \frac{j\omega\mu \frac{\tan(\beta h)}{\beta}}{1 - 2K_{eff}\alpha \frac{\tan(\beta h)}{\beta} \left(1 - \frac{1}{\epsilon_r+1} \sin^2\theta\right)}, \quad (2.14)$$

enquanto que no caso TM é dada por (50)

$$Z_s^{TM} = \frac{j\omega\mu \frac{\tan(\beta h)}{\beta} \cos^2\theta_2}{1 - 2K_{eff}\alpha \frac{\tan(\beta h)}{\beta} \cos^2\theta_2}, \quad (2.15)$$

onde $\beta = \omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0(\epsilon_r - \sin^2\theta)}$, θ é o ângulo de incidência e $\theta_2 = \arcsin\left(\frac{\sin\theta}{\sqrt{\epsilon_r}}\right)$.

Note que, diferente do modelo de circuito, o modelo TL leva em conta tanto a polarização da onda quanto o ângulo de incidência (50), sendo, portanto, o modelo TL mais preciso. Contudo, o modelo de circuito ajuda a compreender melhor a contribuição de cada parâmetro de projeto na frequência de ressonância e na largura de banda do AMC. Além disso, no caso TL o cálculo de Z_g é uma tarefa difícil para geometrias complexas. Portanto, tanto o modelo de circuito quanto o TL são interessantes para a compreensão do comportamento de uma HIS, mas são limitados à topologias “simples” do remendo metálico. No caso de uma onda plana com incidência normal ambos os modelos apresentam boa concordância com a resposta obtida por métodos numéricos, como mostrado na Figura 2.6. Nesse exemplo, comparado à frequência de ressonância obtida através do FEM, o modelo de circuito apresenta um erro relativo de 6.71% enquanto o modelo TL 3.75%.

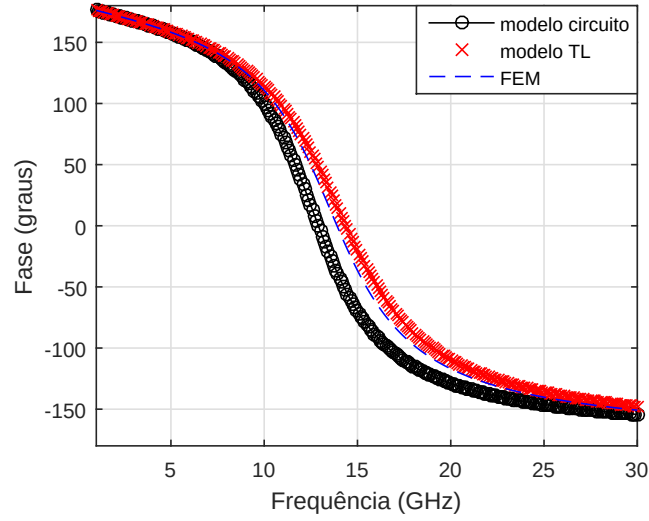


Figura 2.6: Comparação entre os modelos teóricos e a simulação com FEM. Foram utilizados os mesmos parâmetros da Figura 2.4: $D = 2.4$ mm, $g = 0.15$ mm, $\epsilon_{r2} = 2.2$, $h = 1.6$ mm. As frequência de ressonância são $f_{FEM} = 13.84$ GHz, $f_{TL} = 14.36$ GHz, $f_{modelo-circuito} = 12.91$ GHz. As larguras de bandas são $BW_{FEM} = 6.21$ GHz, $BW_{TL} = 6.83$ GHz, $BW_{modelo-circuito} = 5.49$ GHz.

2.4 Metassuperfície sem vias

Uma vez que a utilização de vias complica a fabricação das metassuperfícies, muitos trabalhos na literatura buscam maneiras alternativas para conceber sem vias tais dispositivos e compreender suas vantagens e desvantagens.

Essencialmente, no caso sem vias, a estrutura periódica consiste em uma superfície seletiva em frequência (FSS) (95; 96; 97) impressa sobre um substrato dielétrico aterrado, como mostrado na Figura 2.7. No entanto, diferentemente da FSS, o período de repetição das metalizações é muito menor que o comprimento de onda. Deste modo, como no caso com vias, devido ao fato de as dimensões da rede serem pequenas comparadas ao comprimento de onda de operação, uma impedância equivalente para a superfície pode ser obtida. Por exemplo, para obter a impedância equivalente um modelo de circuito como o mostrado na Figura 2.7 (c) pode ser utilizado.

Ainda, tanto o comportamento AMC quanto o EBG podem surgir no disposi-

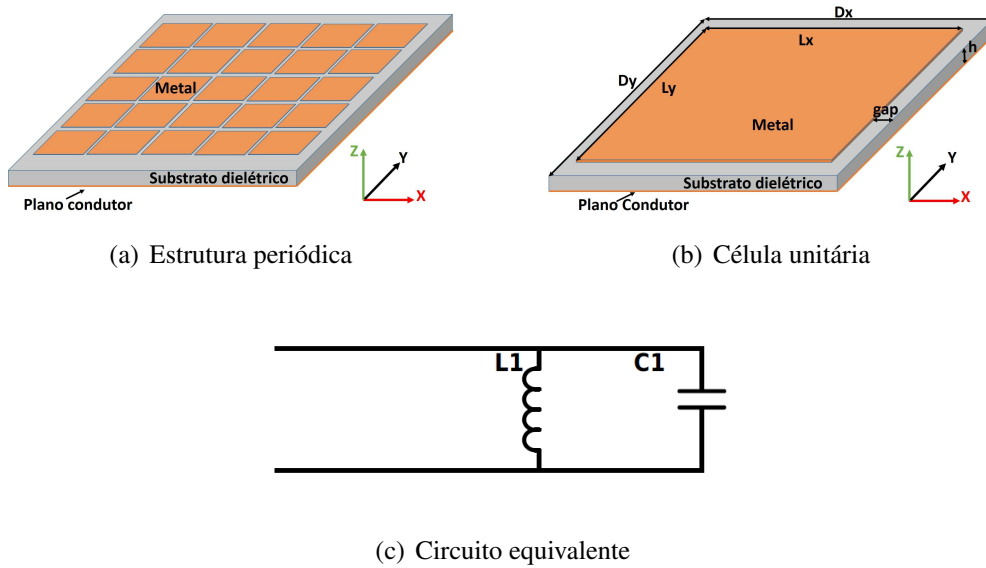


Figura 2.7: Ilustração de uma metassuperfície sem via, com inclusão metálica de forma quadrada (84).

tivo, mas as condições em que eles ocorrem são distintas daquelas vistas para o caso com vias. Por esse motivo, nas seções seguintes, os comportamentos AMC e EBG são revistos, agora, sob o ponto de vista da metassuperfície sem vias, que é o foco desta tese de doutorado.

2.4.1 Visão geral sobre as superfícies seletiva em frequência (FSS)

Segundo Campos (98), como mostrado na Figura 2.8, a FSS é uma estrutura planar periódica formada por elementos do tipo abertura como em (a) ou por elementos condutores como em (b). A resposta em frequência da FSS com elementos do tipo abertura é equivalente a um filtro passa-faixa. Isso significa que, na região de ressonância, a FSS torna-se “transparente” para as ondas incidentes. Na verdade, na frequência de ressonância (f) a onda é “totalmente” transmitida, ver Figura 2.8 (b). Por outro lado, a FSS formada por elementos condutores é um caso complementar ao elementos do tipo abertura, pois, a resposta em frequência é equivalente a um filtro rejeita-faixa, de modo que, na frequência de ressonância (f), a onda é “totalmente” refletida, ver Figura 2.8 (d).

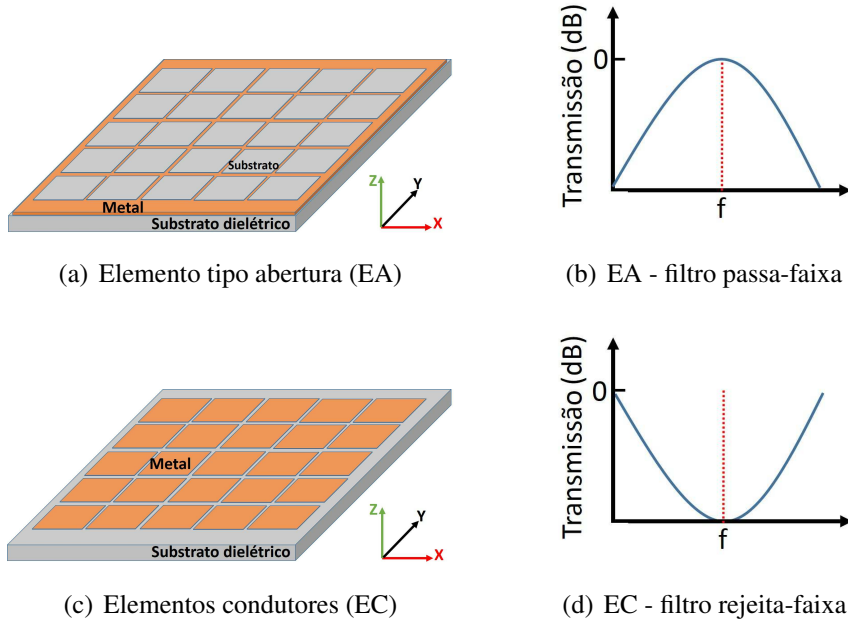


Figura 2.8: Representação dos tipos de elementos usados no projeto de uma FSS. *Fonte:* as figuras (b) e (d) foram adaptadas da referência (98).

De maneira geral, a FSS é um dispositivo eletromagnético que funciona como uma barreira em certas regiões de frequência para as ondas eletromagnéticas. Do ponto de vista físico, a FSS é um tipo de rede de difração (97; 99). Contudo, no caso em discussão, em que a célula unitária possui elementos metálicos, a onda incidente induz uma densidade de corrente superficial $\vec{J}_s$ sobre as partes metálicas da FSS, e, devido a efeitos de blindagem eletrostática (100), uma regra de seleção para as frequências deve estar associada a $\vec{J}_s$. Assim, as características de reflexão e transmissão do dispositivo estão relacionadas a densidade de corrente superficial também.

Do ponto de vista estrutural, a resposta em frequência da FSS depende das dimensões e das geometrias envolvidas no projeto da célula unitária, incluindo a periodicidade, o substrato dielétrico usado, o tipo de elemento utilizado e sua forma geométrica (98). Em particular, diversas formas geométricas para os elementos já foram estudadas na literatura. Por essa razão e para simplificar a análise das FSS quanto ao tipo de elemento, Munk (97) classificou as formas em quatro grupos:

I N-pólos conectados pelo centro.

II Espiras.

III Elementos de interior sólido.

IV Elementos derivados da combinação das geometrias do grupo I, II e III.

Alguns elementos destes grupos são apresentados na Figura 2.9. Apesar das geometrias mostradas serem simples, formas mais complexas, obtidas por geometrias fractais (101; 102; 103) ou por métodos de otimização (48; 49; 104; 105), também, são bastante comuns na literatura e podem ser enquadradas em algum dos grupos descrito anteriormente.

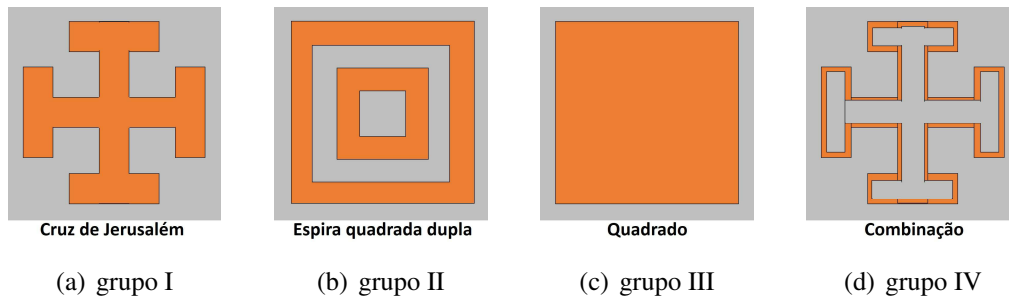


Figura 2.9: Geometrias típicas dos elementos de uma FSS. *Fonte:* adaptada da referência (98).

2.4.2 Comportamento AMC

Em geral, na maioria dos trabalhos envolvendo metassuperfície de alta impedância, a implementação da HIS baseia-se em uma FSS com elementos condutores. Nesses tipos de elementos, segundo Goussetis et al. (47), considerando uma onda plana com incidência normal à superfície, a frequência de ressonância excita a magnitude máxima de corrente sobre a superfície do elemento condutor. Neste caso, a corrente está em fase com o campo incidente, portanto, a impedância vista pela onda é ôhmica. A consequência deste fato é que a onda refletida possui uma fase reversa à onda incidente, logo a FSS comporta-se como um condutor convencional na região de reflexão.

Ao colocar uma FSS nas proximidades de um plano terra, uma cavidade ressonante é formada (46; 106), como mostrado na Figura 2.10. Assumindo que a fonte de

irradiação eletromagnética está fora da cavidade, as ondas transmitidas pela FSS, para o interior da cavidade, são completamente refletida na superfície do plano condutor, um PEC na Figura 2.10, e um novo fenômeno de ressonância, agora, devido à cavidade, é observado (47).

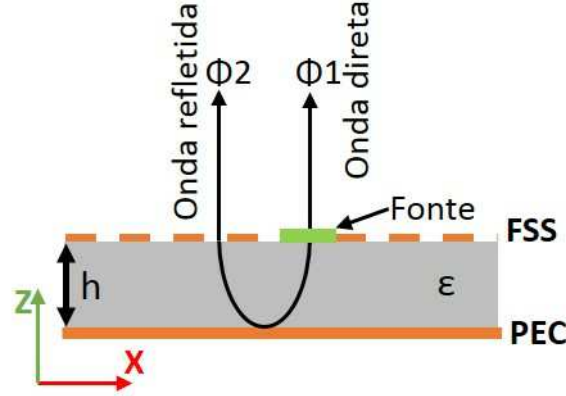


Figura 2.10: Cavidade ressonante formada por um plano condutor (PEC) e uma FSS. Fonte: adaptada das referências (46,106).

Portanto, neste tipo de estrutura, há 2 (dois) tipos distintos de ressonância (47). Uma ressonância que está associada à periodicidade da rede da FSS, onde as correntes excitadas nos elementos condutores estão em fase com a onda incidente. A segunda ressonância provém da formação da cavidade, que é conhecida, na literatura, por ressonância de Fabry-Perot (107). Essa ressonância ocorre em uma frequência diferente daquela ressonância da rede. Além disso, apesar da máxima magnitude de corrente, também, ocorrer na frequência de ressonância, sua fase está defasada de 180° em relação a onda incidente. Como resultado, a onda refletida possui um deslocamento de fase igual a zero em comparação a onda incidente, que é o comportamento AMC.

A condição de ressonância para ocorrer o comportamento AMC consiste em impor uma diferença de fase, mostrada na Figura 2.10, entre Φ_1 e Φ_2 igual a zero, ou um múltiplo de 2π , como na equação 2.16.

$$\Delta\Phi = \Phi_2 - \Phi_1 = 2N\pi, \quad N = 0, 1, 2, \dots \quad (2.16)$$

que representa a condição em que a interferência resultante é totalmente construtiva

(108).

Na Figura 2.10 há 3 (três) componentes que produzem uma mudança de fase na onda incidente, a saber: o plano condutor, um PEC, por simplicidade; a FSS; e o caminho óptico percorrido pela onda durante as reflexões no interior da cavidade. Sabe-se que o PEC introduz um deslocamento de fase de π (32), enquanto que a FSS, por ser uma superfície parcialmente refletora na frequência de ressonância desejada (frequência de AMC), causa um deslocamento de fase igual ao do seu coeficiente de transmissão, Φ_T (46). Logo, a diferença de fase pode ser escrita como (46)

$$\Delta\Phi = 2\Phi_T - \frac{2\pi}{\lambda}(2h) - \pi = 2N\pi. \quad N = 0, 1, 2, \dots \quad (2.17)$$

Note que Φ_T é multiplicado por dois para representar o fato da onda passar através da FSS duas vezes, uma vez que a fonte de irradiação está fora da cavidade. O segundo termo do lado direito é a diferença de caminho óptico para duas transmissões consecutivas através da FSS, equivalente ao termo $2nh\cos\theta$ deduzido para cavidades ressonantes na referência (108), onde n corresponde ao índice de refração do meio, e θ o ângulo de incidência. Segundo Goussetis et al. (47) a fase do coeficiente de transmissão da FSS é dada por

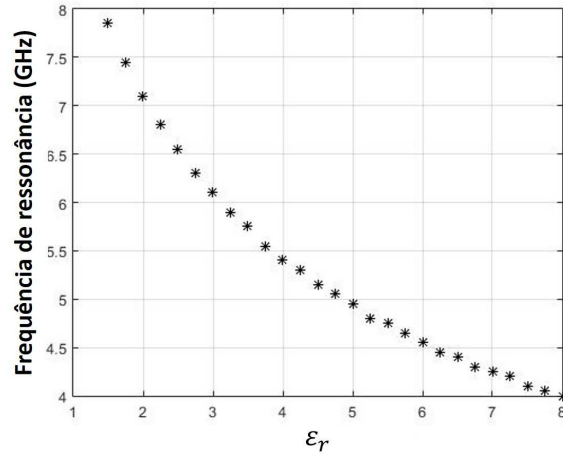
$$\Phi_T = k_z \cdot h - (2N + 1) \cdot \frac{\pi}{2}, \quad N = 0, 1, 2, \dots \quad (2.18)$$

onde k_z é a constante de propagação ao longo da normal à superfície.

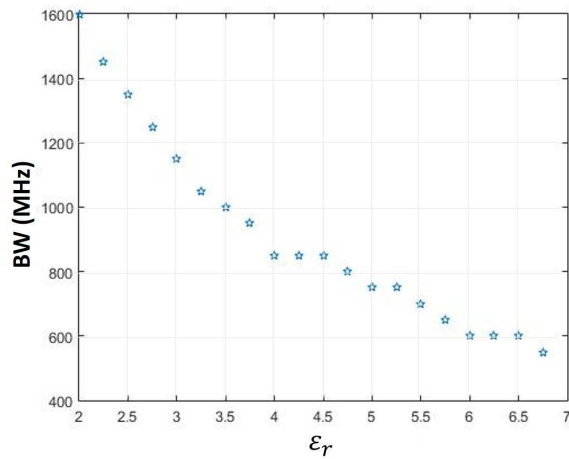
2.4.3 Análise dos parâmetros de projeto

Diferentes parâmetros influenciam na frequência de ressonância do AMC. Considerando uma célula unitária quadrada típica com frequência de ressonância na região de 5 GHz, a Figura 2.11 mostra o comportamento da frequência de ressonância e da largura de banda para diferentes valores de permissividade elétrica. Como pode ser visto, um aumento na permissividade implica na redução da frequência de ressonância e um estreitamento da largura de banda. Este resultado está coerente com a resposta esperada através das Equações 2.5 e 2.6, uma vez que um aumento em ϵ_r significa um aumento na capacitância do sistema. De certo modo, a escolha do valor de permissividade a ser utilizado no projeto da HIS está relacionada à frequência de ressonância de opera-

ção desejada, por exemplo, para a região de frequência entre 5 a 6 GHz os valores de permissividade relativa estão entre 3 e 4.5.



(a)



(b)

Figura 2.11: (a) Comportamento da frequência de ressonância devido à variação da permissividade elétrica. (b) comportamento da largura de banda versus a variação da permissividade elétrica. Resultados simulados via COMSOL. Foram usados os seguintes parâmetros: $D_x = D_y = 10$ mm; gap = 0.25 mm; $L_x = L_y = 9.5$ mm; $h = 1.57$ mm; e permeabilidade magnética relativa $\mu_r = 1$. Assume-se o *patch* metálico como um PEC.

A relação entre frequência de ressonância e a espessura do substrato dielétrico é mostrada na Figura 2.12. Segundo a Equação 2.4, a indutância da HIS está associ-

ada à espessura do dielétrico, que em conformidade com a Figura 2.12 obtém-se uma redução na frequência de ressonância aumentando-se h . Por outro lado, segundo Elena (48) e Rea (88) aumentar h possibilita melhorar a largura de banda, que é exatamente o que afirma as Equações 2.4 e 2.6. Esse é um comportamento importante a ser levado em conta, uma vez que o projeto da HIS deve levar em conta valores comerciais de substrato dielétrico. Por exemplo, fixando os outros parâmetros de projeto, para os dispositivos que operam na faixa de frequência entre 5 e 6 GHz observa-se que a espessura do substrato deve estar entre 1 e 2.5 mm.

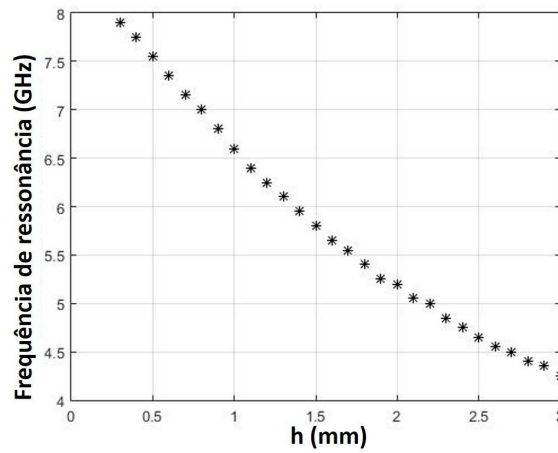


Figura 2.12: Comportamento da frequência de ressonância devido a variação na espessura do substrato. Resultados simulados via COMSOL. Foram usados os seguintes parâmetros fixos: $D_x = D_y = 10$ mm; $L_x = L_y = 9.5$ mm; gap = 0.25 mm; permissividade elétrica relativa $\epsilon_r = 3.5$; e permeabilidade magnética $\mu_r = 1$. Assume-se o *patch* metálico como um PEC.

A Figura 2.13 mostra a relação da frequência de ressonância com o gap (g) entre os *patches* metálicos adjacentes. Nota-se que um aumento em g resulta no aumento da frequência de ressonância. Segundo Zhang (6), no caso sem vias, o espaçamento entre os *patches* metálicos também pode ser tratado como um capacitor de placas paralelas. Como a Equação 2.5 representa a capacitância de um *patch* quadrado, fica claro que o aumento no espaçamento significa uma redução na capacitância do sistema, levando a um aumento da frequência de ressonância. Pela Equação 2.6 essa diminuição na capacitância representa um aumento na largura de banda, de modo que aumentar g também possibilita aumentar BW, como reportado em (88).

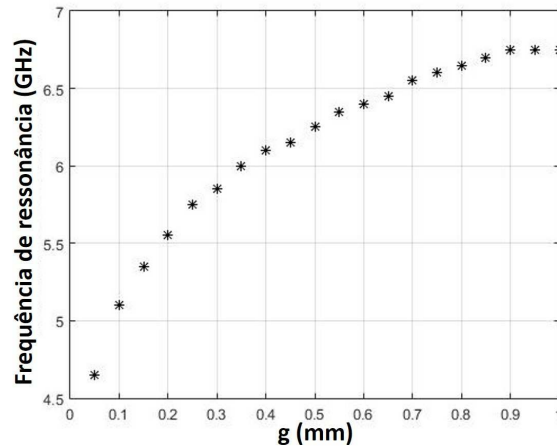


Figura 2.13: Comportamento da frequência de ressonância devido a variação no gap, g , entre os *patches* metálicos periódicos. Resultados simulados via COMSOL. D_x e D_y variam. Foram usados os seguintes parâmetros fixos: $L_x = L_y = 9.5$ mm; $h = 1.57$ mm; permissividade elétrica relativa $\epsilon_r = 3.5$; e permeabilidade magnética $\mu_r = 1$. Assume-se o *patch* metálico como um PEC.

Em resumo, nota-se que uma redução na frequência de ressonância é, geralmente, seguida de uma redução na largura de banda de operação. Segundo Elena (48), o comportamento ressonante da HIS em baixa frequência já implica em banda estreita. Como há uma proporcionalidade entre o tamanho físico do AMC e o comprimento de onda, ao projetar um AMC buscando-se redução no tamanho físico da célula unitária, para trabalhar em frequências mais baixas, a obtenção de ampla largura de banda é um objetivo conflitante. Por isso, na realidade a definição dos parâmetros de projeto não é uma tarefa tão simples, pois como visto, cada parâmetro pode alterar significativamente tanto a largura de banda quanto a frequência de ressonância. De modo geral, os valores de permissividade e espessura do substrato são escolhidos dentro de valores comerciais, tendo, portanto, maior liberdade os demais parâmetros. Por esses motivos, há na literatura dois caminhos para o projeto das HIS (48): projetar ou otimizar a geometria da célula unitária para um dado substrato dielétrico; ou modificar as características do substrato fixando a célula unitária.

A utilização de métodos de otimização no projeto de AMC é interessante, quando partindo de uma geometria já estabelecida busca-se melhorar alguma propriedade em

específico. Por outro lado, quando utilizada para obter diretamente a estrutura AMC, devido a necessidade de otimizar vários parâmetros, essa metodologia pode se tornar computacionalmente custosa. Além disso, as geometrias geradas muitas vezes não são factíveis, do ponto de vista da fabricação, devido a precisão dos equipamentos utilizados na implementação, ou devido ao custo financeiro para utilizar equipamentos mais precisos. Por esse motivo, metodologias que permitam a miniaturização do AMC e gerem geometrias mais simples são interessantes para o estudo das metassuperfícies.

2.5 Nomenclaturas

De modo geral, as nomenclaturas dadas aos dispositivos estão associadas ao comportamento físico para o qual a estrutura foi projetada. Os termos mais comuns encontrados na literatura são: HIS, RIS, EBG e AMC.

1. O termo HIS é o mais geral. Utilizado para expressar o fato da metassuperfície apresentar alta impedância próxima a frequência de ressonância.
2. A terminologia RIS (*Reactive Impedance Surface*) é vista em trabalhos que exploram o fato da reatância da estrutura ser variável com a frequência. Isso permite que a metassuperfície seja utilizada como uma superfície de adaptação de reatância, uma espécie de estrutura que “ajusta” a impedância do sistema (22). Na realidade é um nome alternativo para a HIS (109).
3. A nomenclatura EBG é bem específica, ela representa os dispositivos que permitem o surgimento de regiões no espectro em que é proibida a propagação de onda eletromagnética. No contexto das metassuperfícies, frequentemente, esse termo é usado para expressar o caso em que ondas de superfícies são suprimidas em determinadas frequências (5; 78).
4. A sigla AMC é usada para expressar que o principal comportamento físico do dispositivo é a reflexão em fase na região de frequência da largura de banda (6; 46).

2.6 AMC e antenas eletricamente pequenas

Como discutido no [Capítulo 1](#), ao reduzir o tamanho físico de uma antena percebe-se uma degradação em seu desempenho (34). De maneira geral, diversos parâmetros podem ser utilizados para caracterizar o desempenho de uma antena, porém, no caso de antenas eletricamente pequenas são utilizados na literatura os conceitos de fator Q, largura de banda, resistência e eficiência de irradiação (34; 110).

Antes de discutir esses parâmetros é necessário definir o que é uma antena eletricamente pequena. É preciso destacar que a definição não é uniforme na literatura. Contudo, nessa direção, a definição dada por Wheeler (111) é uma das mais utilizadas. Segundo Wheeler (111), uma antena é eletricamente pequena quando sua maior dimensão é menor que $\lambda/2\pi$, onde λ é comprimento de onda de operação. Esta definição pode ser interpretada como uma antena limitada por uma esfera de diâmetro igual a $\lambda/2\pi$ (112). Esta esfera representa o limite entre a fronteira de campo próximo e de campo distante de um dipolo Hertziano (113).

Nas seções seguintes é tratada a questão do desempenho destas antenas do ponto de vista dos parâmetros supracitados, culminando na discussão do papel do AMC nesse contexto.

2.6.1 Resistência e eficiência de irradiação

A resistência total R_t de uma antena é composta, basicamente, por duas partes

$$R_t = R_o + R_r, \quad (2.19)$$

a resistência ôhmica R_o e a resistência de irradiação R_r . A resistência ôhmica é determinada pelo tipo de material que constitui a antena e está associada às perdas de energia por efeito joule. As perdas na antena podem ser dielétricas ou/e por condução. Já a resistência de irradiação é determinada pela geometria da antena, ela representa a resistência necessária para dissipar, por efeito joule, a energia irradiada pela antena (110).

A eficiência de irradiação (RE) quantifica o percentual de energia que pode ser capturado, ou transmitido, por uma antena (110). Ela é definida em função de R_o e R_r , como mostrado na equação 2.20.

$$RE = \eta = \frac{R_r}{R_r + R_o}. \quad (2.20)$$

Para ilustrar como a redução no tamanho da antena degrada o seu desempenho, a resistência de irradiação para uma antena monopólo (Figura 2.14) é considerada a seguir. Para este tipo de antena, a resistência de irradiação é proporcional ao quadrado da altura elétrica (h/λ) da antena (110), conforme descrito na equação 2.21 .

$$R_{rad} \propto \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2 \quad (2.21)$$

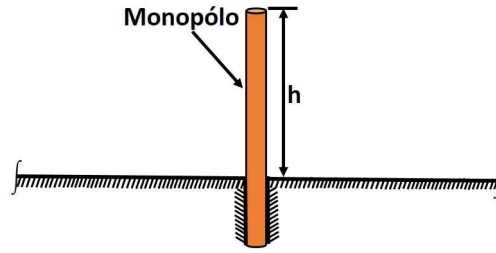


Figura 2.14: Antena monopólo. *Fonte:* adaptada da referência (110).

Utilizando a definição de antena eletricamente pequena de Wheeler, note que se tem pelo menos $h \approx \lambda/2\pi$, e, portanto,

$$R_{rad} \propto \left(\frac{1}{2\pi}\right)^2. \quad (2.22)$$

Assim, observa-se que uma redução no tamanho da antena é seguida de uma redução de sua eficiência de irradiação. Essa degradação no desempenho é acentuada na região de frequências das aplicações do RFID e dos dispositivos portáteis, devido aos valores da altura elétrica. Logo, uma miniaturização da antena implica em baixa resistência de irradiação, portanto, a resistência ôhmica torna-se o termo dominante na equação 2.20,

degradando a eficiência da antena. Por esta razão, fica claro que ao se reduzir o tamanho de uma antena é necessário utilizar uma estratégia para compensar a degradação no desempenho devido à redução na resistência de irradiação.

Uma estratégia, geralmente, usada para compensar essa perda é a utilização de um plano condutor para refletir as ondas eletromagnéticas para a antena (receptora), ou para a(s) direção(ões) de interesse (transmissora). E como já discutido no [Capítulo 1](#), nessa metodologia é necessária uma distância mínima de $\lambda/4$ entre a antena e o condutor, para minimizar os efeitos de interferência (32). Nesse ponto, a utilização de condutores magnéticos artificiais (AMC) como plano terra (45) é uma opção melhor. Isso porque, comparado ao plano condutor, uma das vantagens do plano AMC é a reflexão em fase, que permite aproximar a antena do plano terra (46).

2.6.2 Fator Q e a largura de banda

O fator de qualidade Q expressa o quanto de energia é armazenada na antena (114), e é definido por:

$$Q = \frac{2\omega_{\max}(\omega_E, \omega_M)}{P_A} \quad (2.23)$$

onde ω_E e ω_M são as energias médias do campo elétrico e do campo magnético, respectivamente, ω é a frequência angular, P_A é a potência recebida. P_A pode ser relacionada à potência irradiada P_{rad} e à eficiência de irradiação η , como mostrado na equação 2.24

$$P_{rad} = \eta P_A. \quad (2.24)$$

O fator Q ainda pode ser expresso por meio da reatância do sistema, χ ,

$$Q = \frac{\chi}{R_r + R_o}. \quad (2.25)$$

Ainda, sabe-se que o fator Q é, aproximadamente, inversamente proporcional a largura de banda B no limite em que Q torna-se grande ($Q \gg 1$) (34),

$$Q \approx \frac{1}{B}. \quad (2.26)$$

Devido a essas relações o fator Q também é, comumente, utilizado para quantificar o desempenho de uma antena eletricamente pequena.

Nesse contexto, um resultado interessante foi obtido por Fano (115). Ele estudou uma maneira de ajustar a largura de banda de uma antena de banda estreita conectada a uma rede de casamento passiva sem perdas. Fano deduziu uma relação entre o fator Q (da carga a ser casada), a largura de banda de 3dB e o coeficiente de reflexão máximo Γ_{max} . Ele observou que, para um fator Q constante, um aumento na largura de banda só pode ocorrer se houver um aumento no coeficiente de reflexão, implicando em menos ganho realizado. Em contra partida, uma minimização de Q tem como consequência a redução da perda por retorno.

Por outro lado, conforme Equação 2.23, o fator Q representa a energia armazenada no sistema. Isso implica que uma redução em Q representa mais energia sendo irradiada. Ou seja, ao mesmo tempo que a minimização de Q pode ser vista como uma maneira de aumentar a largura de banda da antena, ela também pode ser uma alternativa para contornar a baixa resistência de irradiação das antenas eletricamente pequenas.

Assim, uma maneira de tentar melhorar o desempenho de uma antena eletricamente pequena é verificar em que tipo de situação o fator Q pode ser diretamente minimizado. Nessa direção, diversos trabalhos já foram realizados na literatura de antenas, contudo, segundo Volakis (34), a maioria são extensões dos trabalhos de Wheeler (111; 112; 116; 117) e Chu (118). Por esta razão, aqui será apresentada apenas as conclusões desses dois autores acerca dos fatores necessários para minimizar Q .

Nos trabalhos (111; 112; 116; 117), Wheeler percebeu que a potência irradiada por uma antena está relacionada a razão entre o volume da antena e o volume da esfera cujo diâmetro é igual a $\lambda/2\pi$. Devido ao substrato dielétrico e as características geométricas da antena, esta razão é equivalente a dizer que a antena possui um volume efetivo. De modo semelhante, Chu (118) em seu trabalho também definiu uma esfera que engloba a antena e também construiu uma ideia de volume efetivo. Pela Equação 2.23, um Q mínimo significa que não há armazenamento de energia no interior do volume efetivo da antena. Ambos autores concluíram que isso ocorre em antenas com geometrias que melhor utilizam seu volume efetivo.

Portanto, uma estratégia para alterar diretamente as propriedades de irradiação

de uma antena consiste em otimizar o seu volume efetivo, por meio do controle dos parâmetros eletromagnéticos (ϵ, μ) do sistema e/ou otimizar as características geométricas da antena.

Teoricamente as metassuperfícies podem ser projetadas para apresentar diferentes valores de ϵ e μ , incluindo valores próximos de zero, o que implicaria num emprego direto das metassuperfícies na redução de Q . Todavia, não é simples determinar os valores de ϵ e μ para uma estrutura AMC.

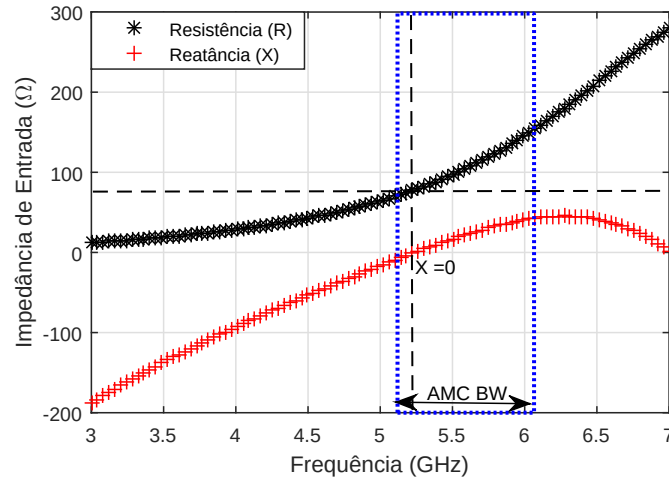
Por outro lado, em termo de reatância, o AMC é indutivo abaixo da frequência de ressonância e capacitivo acima, ver figura 2.2. Logo, pela Equação 2.25, a minimização da reatância é equivalente a redução no fator Q . Nesse sentido, Mosallaei (22) mostrou que o AMC se comporta exatamente como uma superfície de impedância ajustável (RIS), onde a impedância na superfície do AMC pode ser sintonizada em qualquer lugar entre um condutor elétrico perfeito (PEC) e um condutor magnético perfeito (PMC). Assim, dependendo do tipo da antena (indutiva ou capacitiva), a frequência de operação do AMC pode ser escolhida para cancelar a parte reativa da antena. Essa liberdade permite obter antenas com maiores larguras de bandas e menores dimensões.

Para ilustrar esse comportamento, por meio do software comercial COMSOL MULTIPHYSICS, uma antena dipolo é colocada próxima uma estrutura AMC de remendo metálico quadrado com arranjo periódico formado por 4×4 elementos, a uma distância de $\lambda_0/30$, sendo λ_0 o comprimento de onda de operação do dipolo no espaço livre. O dipolo é orientado de modo a onda incidente na superfície da metassuperfície possuir polarização na direção y . O AMC foi projetado para operar em 5.65 GHz como na referência (6). Para efeito de comparação, a resposta $|S_{11}|$ da antena também é avaliada na proximidade de outras duas superfícies de referência, PEC e a PMC. A área do PEC (PMC) foi ajustada para coincidir com a área superficial do AMC, $40 \times 40 \text{ mm}^2$.

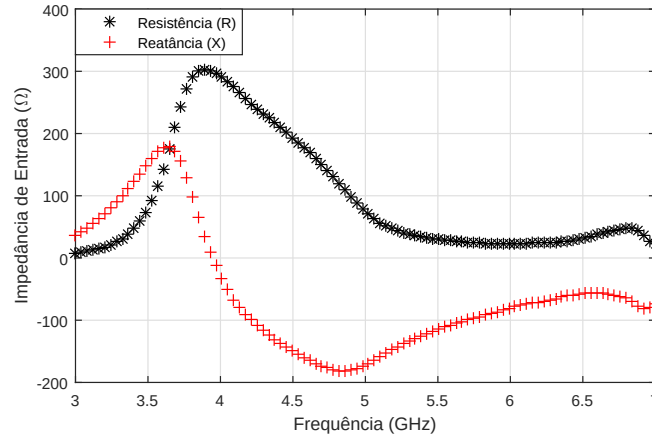
Nesta tese, o dipolo foi obtido por meio de dois cilindros condutores, com raio R , separados por uma distância H - a porta de alimentação - para representar cada um dos seus braços. É assumido que o material condutor dos braços é cobre. Ainda, a superfície do braço do dipolo são modeladas usando uma condição de impedância (*boundary impedance condition*) (119), que é apropriada para superfícies condutoras que têm di-

mensões muito maiores que a profundidade de penetração (36). Esta condição introduz uma condutividade finita na superfície, bem como perdas resistivas. Na porta H, uma impedância de 50Ω de impedância é imposta e uma diferença de potencial senoidal é aplicada entre os braços por meio de um cabo coaxial. O domínio ao redor da antena é modelado como uma esfera com raio $r_{dipolo} = 2,5L$, que é aproximadamente o limite entre o campo próximo e o campo distante (32). O domínio é truncado com uma PML. A malha é ajustada automaticamente, mas é fixado o tamanho máximo do elemento, sendo $\lambda_0/10$. O desempenho do dipolo é analisado em duas frequências de operação no espaço livre distintas, uma em 5.1 GHz e outra em 5.8GHz, ambos os dipolos com o tamanho de $0.44\lambda_0$.

A Figura 2.15 mostra para o dipolo de 5.1 GHz a impedância de entrada para o dipolo no espaço livre em (a), a impedância de entrada para o sistema antena/AMC em (b) e o desempenho do dipolo na presença de diferentes superfícies em (c). O caso 5.1 GHz foi escolhido de modo que abaixo da frequência de ressonância do AMC, o dipolo tenha comportamento indutivo dentro da largura de banda do AMC, região tracejada em (a). Essa escolha dificulta o casamento de impedância entre a antena e o AMC, ver parte (b). Como resultado, em (c) é observado uma degradação na resposta da antena como se ela estivesse próxima a um metal convencional. Contudo, note que apesar do AMC ser considerado sem perdas nessa simulação, em (b) a parte resistiva do sistema foi amplificada, mas não resultou em melhoria no parâmetro $|S_{11}|$. Esta resposta é consequência do acoplamento entre antena e o AMC, que depende da distância entre eles (66).



(a) Impedância de entrada da antena no espaço livre



(b) Impedância de entrada da antena sobre AMC

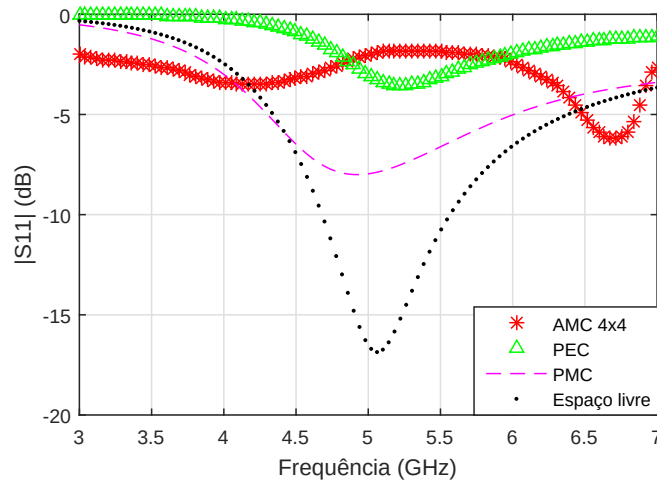
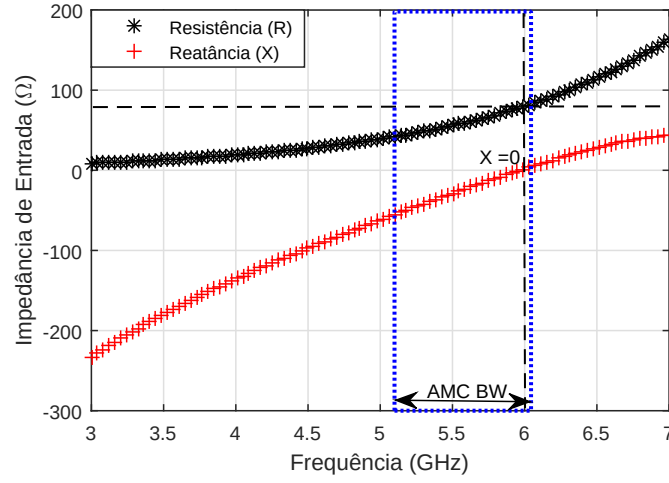
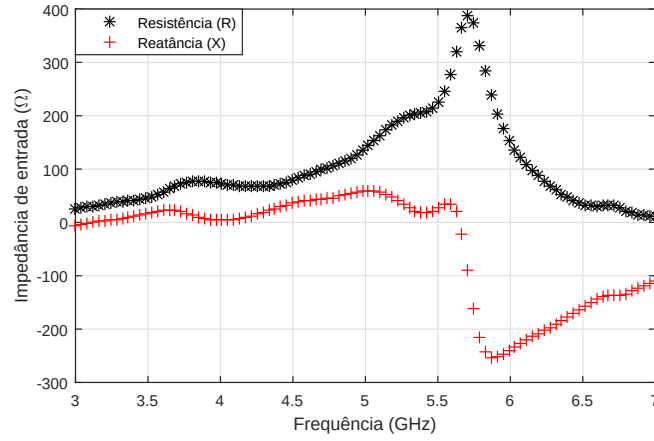
(c) $|S_{11}|$ da antena sobre diferentes superfícies

Figura 2.15: Parâmetros de desempenho de uma antena dipolo projetada para apresentar frequência central de operação em 5.1 GHz no espaço livre. Os resultados foram obtidos utilizando o software comercial COMSOL. Foram usados os seguintes parâmetros, conforme a Figura 2.7 (b): $D_x = D_y = 10$ mm, $L_x = L_y = 9.5$ mm; gap = 0.25 mm; $h = 1.57$ mm; $\epsilon_r = 3.5$; e $\mu_r = 1$. O patch metálico do AMC foi implementado como PEC.



(a) Impedância de entrada da antena no espaço livre



(b) Impedância de entrada da antena sobre AMC

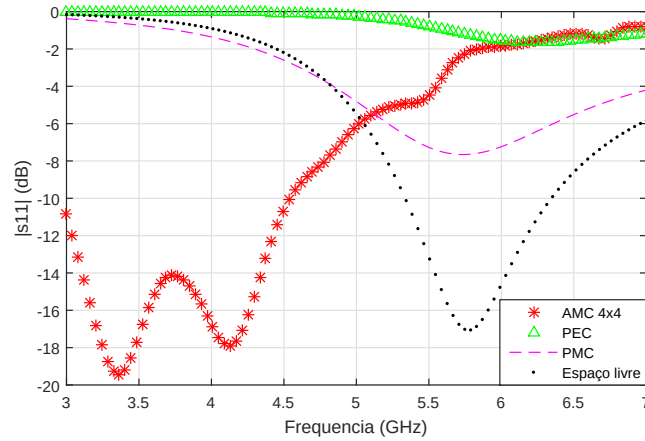
(c) $|S_{11}|$ da antena sobre diferentes superfícies

Figura 2.16: Parâmetros de desempenho de uma antena dipolo projetada para apresentar frequência central de operação em 5.8 GHz no espaço livre. Os resultados foram obtidos utilizando o software comercial COMSOL. Foram usados os seguintes parâmetros, conforme a Figura 2.7 (b): $D_x = D_y = 10$ mm, $L_x = L_y = 9.5$ mm; gap = 0.25 mm; $h = 1.57$ mm; $\epsilon_r = 3.5$; e $\mu_r = 1$. O *patch* metálico do AMC foi implementado como PEC.

A Figura 2.16 mostra o caso 5.8 GHz. Neste caso, a escolha desta frequência consistiu em permitir que a antena possua comportamento capacitivo abaixo da frequência de ressonância do AMC, ver parte (a). Deste modo, o comportamento indutivo do AMC nessa região ajuda a compensar a reatância capacitiva da antena. Novamente, em (b), observa-se uma amplificação na parte resistiva para algumas frequências. No entanto, de modo geral, nesse caso verifica-se em (c) que há um melhor casamento de impedância para o sistema dipolo/AMC na região de 3 a 4.5 GHz. Como consequência, observa-se um aumento na largura de banda, uma redução na perda de retorno e na frequência de ressonância da antena (miniaturização elétrica da antena tendendo à definição de wheeler para antenas eletricamente pequenas). Nesse caso, o tamanho elétrico da antena obtido é de $0.21\lambda_0$, considerando a perda de retorno em -10 dB.).

2.6.3 Efeitos de acoplamento entre antena e AMC

De modo geral, o projeto de um AMC é realizado considerando uma matriz com um número infinito de elementos. Além disso, geralmente, a fonte de excitação utilizada para obter a frequência de ressonância é uma onda plana com incidência normal. Como no caso real as antenas não emitem ondas planas, observa-se que a resposta da antena depende da distância da antena ao plano AMC (66). Zhong (66) observou que uma redução em h provoca um decrescimento na largura de banda da antena bem como um aumento na perda de retorno.

Associado ao fato de a onda excitante não ser plana, em um AMC cujo número de elementos é finito sua frequência de ressonância não corresponde àquela projetada (70; 120; 121). O número de elementos que constitui a matriz do AMC é também um parâmetro importante, mas que não é bem definido na literatura. Por exemplo, no trabalho de Zhong (66) é utilizado um AMC com 6×9 elementos. Para ilustrar a relevância desse parâmetro, na Figura 2.17 é apresentado a dependência do ganho de uma antena dipolo em função do número de elementos na matriz de um AMC com revestimento metálico quadrado. Nesse exemplo foi adotada distância entre a antena e o AMC de $\lambda/30$. Os parâmetros da antena foram ajustado para operar em 5.8 GHz, enquanto que o AMC de matriz infinita foi simulado para operar em 5.65 GHz.

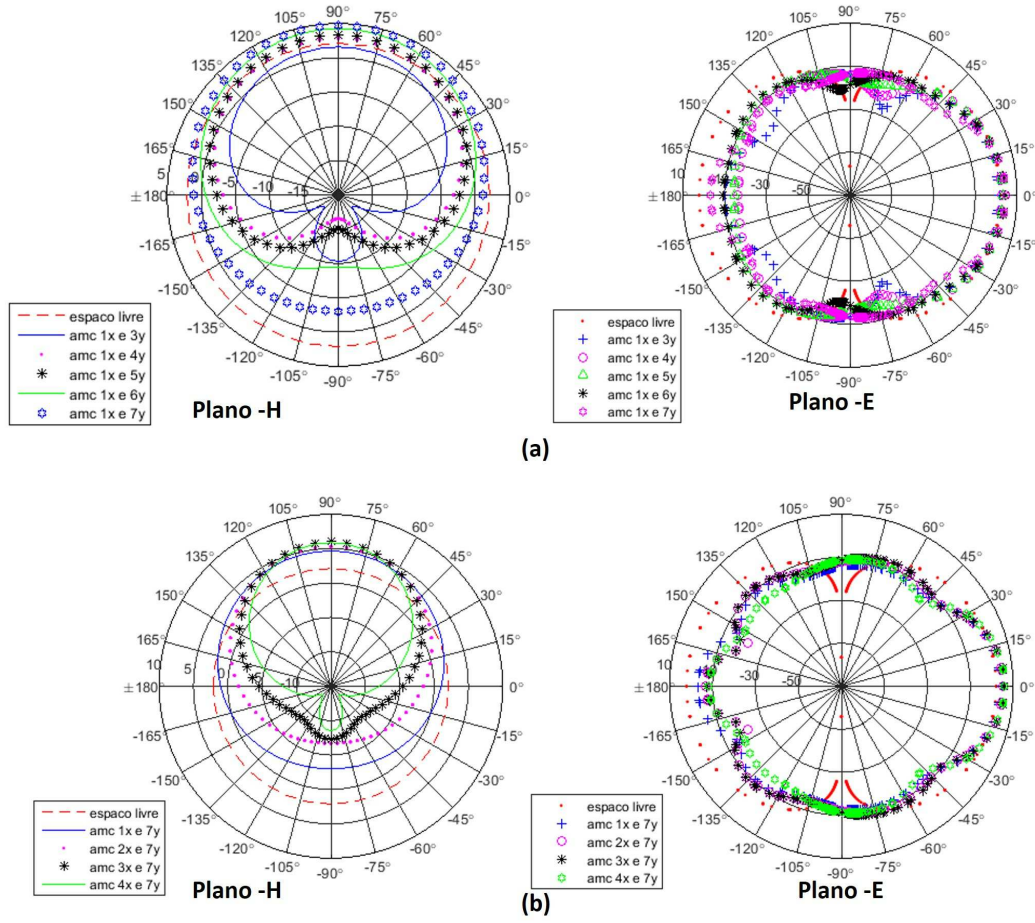


Figura 2.17: Ganho (dBi) para o sistema antena sobre AMC. Resultado obtido utilizando o COMSOL. Diferentes números de células unitárias foram simulados. (a) A variação do número de células acontece na direção y. (b) A variação do número de células acontece na direção X. O eixo z está na direção 90° para o plano H, e em 0° no plano E.

Na Figura 2.17 é assumido que a polarização do dipolo está na direção y. Note que o ganho está relacionado ao aumento do número de elementos nesta direção, tendo seu melhor valor quando se utilizam 7 células unitárias na direção y para a matriz AMC, ver Figura 2.17 (a), mas, em contrapartida, nesse caso há uma aumento na razão frente-costa no padrão de irradiação. Já a redução na razão frente costa está associada a um aumento no número de células unitárias na direção x, como mostrado na Figura 2.17 (b). Além disso, é visto que o ganho da antena sobre o AMC com 4×7 elementos é

melhor que aquele do AMC com 1×7 elementos.

Por fim, Eardprab (45) reporta uma dependência da resposta da antena em função da geometria do remendo metálico da célula unitária do AMC. Em seu trabalho, ele projeta uma antena com polarização circular que é avaliada sobre três geometrias diferentes para a trilha metálica do AMC, a saber: quadrado, círculo e octógono. Na verdade, Eardprab tenta otimizar os parâmetros da antena, ao mesmo tempo que ela está sobre o AMC, com o intuito de encontrar a antena mais compacta e que apresente melhor desempenho. Como resultado, ele observa que o AMC com *patch* quadrado permite uma antena mais compacta, porém, com pior desempenho. Por outro lado, a antena sobre um AMC com remendo metálico circular apresenta o melhor desempenho, mas as maiores dimensões.

De modo geral, na maioria dos trabalhos em que tem se observado efeitos de acoplamento não é apresentada uma discussão sobre suas causas. Por este motivo, aqui, nesta tese, o papel da forma geométrica do remendo metálico do AMC no acoplamento com a antena é investigado numericamente no [Capítulo 4](#).

2.7 Considerações Finais

Em resumo, neste Capítulo foi visto que o comportamento AMC pode ser obtido por meio do projeto de uma superfície de alta impedância. De maneira geral, a HIS pode conter ou não via. As vias têm como vantagens a possibilidade de reduzir o tamanho da estrutura e permitir que tanto o comportamento AMC quanto o EBG ocorram simultaneamente na mesma região de frequência, porém dificulta o processo de fabricação e encarece o dispositivo. Nesse sentido, a HIS sem vias é uma alternativa interessante para baratear e facilitar a fabricação da estrutura, mas suas dimensões geralmente são maiores que no caso com vias, sendo, portanto, maior a necessidade de miniaturização.

Considerando a HIS para o caso AMC, o comportamento de alta impedância é interessante dentro de uma largura de banda, em que a estrutura é indutiva abaixo da frequência de ressonância e capacitiva acima. Dentro da largura de banda a HIS pode ser utilizada como uma superfície reativa para ajustar o casamento de impedância

das antenas, como consequência, uma redução na perda por retorno e a miniaturização no tamanho elétrico da antena podem ser observadas. Além disso, o comportamento AMC permite a redução da distância entre antena e o plano terra, quando comparado a utilização de uma superfície metálica como plano terra.

Apesar dessas vantagens, efeitos de acoplamentos entre antena e AMC geralmente não são levados em conta nos projetos individuais de cada componente. Devido ao acoplamento, por exemplo, o desempenho da antena também está associado a distância ao AMC, como no caso de uma antena sobre um plano terra metálico. Além disso, a performance da antena também depende do número de células unitárias, da posição da antena sobre a matriz AMC e da geometria do remendo metálico que constitui a célula unitária do AMC. Deste modo, explorar os efeitos de acoplamento entre antena e AMC pode direcionar à melhor escolha tanto da geometria da antena quanto do AMC para maximizar o desempenho do dispositivo antena/AMC.

CAPÍTULO 3

MINIATURIZAÇÃO DE CONDUTORES MAGNÉTICOS ARTIFICIAIS

“What happened if we could arrange the atoms one by one, the way we wanted?”

– Richard Feynman

POR meio da revisão bibliográfica foi possível observar que não há uma estratégia bem definida para se projetar uma metassuperfície. Em virtude disto, muitos trabalhos utilizam-se de figuras geométricas conhecidas ou/e de métodos de otimização que irão inicializar/obter o *design* da metassuperfície. Em particular, considerando o comportamento de condutor magnético artificial (AMC), busca-se em princípio ajustar a frequência de ressonância, negligenciando, geralmente, efeitos de acoplamento que poderão surgir em determinadas aplicações. Esta tese concentra-se em duas partes, uma referente ao projeto de um AMC sem vias miniaturizado e outra associada à análise do acoplamento entre uma antena e um AMC sem vias, **Capítulo 4**.

Um estudo da miniaturização do AMC é apresentada neste capítulo. A metodologia de análise utilizada durante o doutorado consistiu em avaliar diversas geometrias, dos diferentes grupos definidos por Munk (97), a fim de determinar as características geométricas associadas diretamente à redução na frequência de ressonância.

As análises estão baseadas na distribuição de corrente, distribuição de campo elétrico e na fase do coeficiente de reflexão das geometrias analisadas. Esse estudo culminou na proposição de uma geometria com forma *meander line* para alcançar um AMC miniaturizado. Essa geometria é analisada sob dois aspectos, como AMC e como FSS. Em ambos os casos um *patch* quadrado é utilizado como geometria de referência.

3.1 Análise do AMC sem vias

3.1.1 A célula unitária

Como critério de validação computacional, inicialmente, é implementado uma célula unitária com *patch* metálico quadrado, cujos parâmetros de projeto utilizados são iguais aos obtidos no trabalho de Zhang (6). No entanto, a implementação feita aqui se diferencia basicamente quanto ao método numérico aplicado para obter a fase do coeficiente de reflexão do AMC. No trabalho de Zhang, o estudo é realizado no domínio do tempo utilizando o FDTD, enquanto aqui, as simulações foram realizadas no domínio da frequência utilizando o FEM por meio do software comercial COMSOL MULTIPHYSICS.

Neste trabalho, a implementação da célula unitária consiste em um modelo baseado na teoria de Bloch-Floquet (122). Essencialmente, a célula unitária da estrutura AMC possui condições de contorno periódicas (PBCs) em seus quatro lados, modelando, assim, uma superfície periódica infinita, como mostrado na Figura 3.1. Por simplicidade, o *patch* metálico (em laranja na parte superior) e o plano terra (em laranja na parte inferior) são especificados como condutores elétricos perfeitos (PEC). O espaço entre o remendo metálico e o plano terra é preenchido com um substrato dielétrico.

Para excitar a estrutura, uma porta é posicionada, a meio comprimento de onda ($\lambda/2$), acima da trilha metálica e uma onda plana linearmente polarizada na direção y é acionada. Como neste trabalho optou-se pelo estudo no regime da frequência, diferentes comprimentos de ondas são utilizados para excitar a superfície do AMC, representando uma janela (intervalo) de frequência. No texto, λ_i e λ_f serão chamados de comprimen-

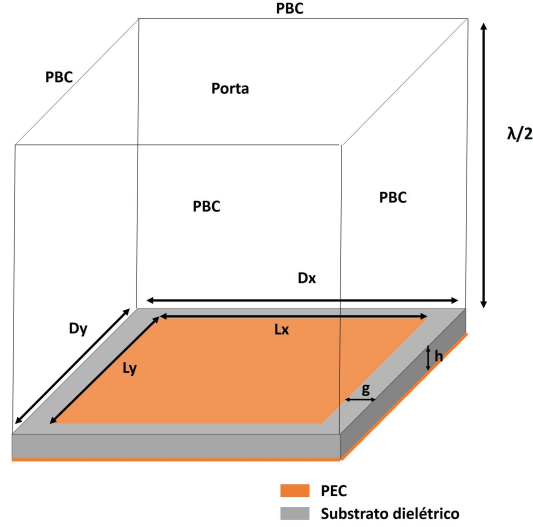


Figura 3.1: Projeto da célula unitária (84).

tos de onda inicial e final, respectivamente, correspondendo a frequência de excitação inicial e final, f_i e f_f . Para evitar que a cada passo de frequência a malha do sistema seja reajustada, na Figura 3.1, λ assume o valor de λ_i para todos os valores de frequência.

A região acima da porta é especificada como PML (“*perfectly matched layer*”), para reduzir a interferência causada por reflexões de onda. A malha do sistema é ajustada automaticamente, com restrições apenas no tamanho mínimo e no tamanho máximo dos elementos, sendo o mínimo de $g/2$ e o máximo de $\lambda_f/10$.

O domínio computacional é limitado pelo tamanho da célula unitária, $D_x \times D_y \times \lambda_i/2$, com $D_x = D_y = 10$ mm. A célula unitária possui os seguintes parâmetros: a trilha metálica quadrada com $L_x = L_y = 9.5$ mm; o substrato dielétrico com permissividade elétrica relativa $\epsilon_r = 3.5$, permeabilidade magnética relativa $\mu_r = 1$ e espessura $h = 1.57$ mm. A estrutura periódica possui gap $g = 0.25$ mm e período $P = 10$ mm.

Partindo dessa geometria, inicialmente, foi avaliado a resposta da AMC em função de diferentes parâmetros de projeto, tais como permissividade elétrica, largura do gap e espessura do substrato, e os respectivos resultados foram distribuídos ao longo do [Capítulo 2](#). Em particular, um resultado especial encontrado neste trabalho, obtido por estudar a resposta do AMC devido a variação nos parâmetros L_x e L_y , é apresentado no [Capítulo 3](#), uma vez que esse resultado justifica a proposição do *patch meander line*

para a célula unitária do AMC.

3.1.2 Fase do coeficiente de reflexão

Para realizar a caracterização da metassuperfície e obter a região de frequência em que ocorre o comportamento AMC é comum computar a fase Θ do coeficiente de reflexão (48). Como na Figura 3.1 o valor de λ é fixo, ocorre que o plano de observação e a superfície periódica estão em locais diferentes a cada passo de frequência. Portanto, para evitar esse problema, a fase de reflexão tem que ser “transladada” para o plano da superfície periódica. Para esse fim, na verdade, duas simulações são realizadas: a primeira como mostrado na Figura 3.1, onde se obtém a “fase” do AMC, chamada no texto de (Θ_{AMC}); a segunda o sistema da Figura 3.1 é modificado assumindo agora $L_x = L_y = 10$ mm e $g = 0$, para calcular a resposta de um PEC localizado a mesma altura que o AMC, obtendo-se a “fase” do PEC (Θ_{PEC}). Assim, o plano de observação é o mesmo tanto para as reflexões na superfície periódica quanto para as reflexões no PEC. A fase refletida a partir da superfície periódica é normalizada pela do PEC por meio da Equação 3.1 (48),

$$\Theta = \Theta_{AMC} - \Theta_{PEC} + 180^0, \quad (3.1)$$

cancelando a fase de propagação devido à distância entre o plano de observação e a superfície periódica. Para considerar a fase de reflexão do PEC, uma fase de 180^0 é adicionada.

3.1.3 Validação computacional da estrutura AMC

Para validar a implementação do AMC utilizada nesta tese, foi simulado o coeficiente de reflexão de um *patch* quadrado e o coeficiente de reflexão de um *patch* quadrado com fendas, cujas respostas foram comparadas aos resultados experimentais obtidos nos artigos (6) e (60), respectivamente.

No primeiro caso, o *patch* quadrado, os parâmetros de projeto do remendo quadrado utilizado no texto possuem valores iguais aos proposto no trabalho de Zhang (6). Na simulação desta estrutura obteve-se duas frequências de ressonância, a primeira em

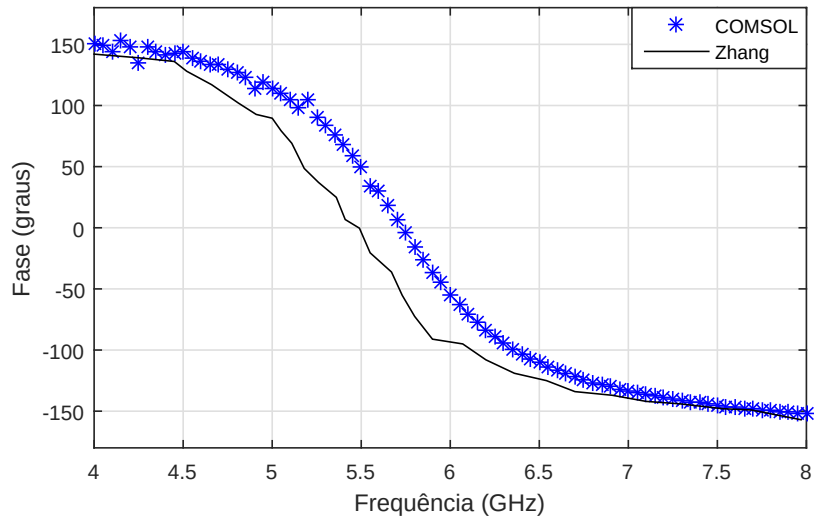
5.65 GHz e a outra em 18.8 GHz, como mostrado na Figura 3.2. Esses resultados são análogos aos obtidos na ref. (6). Comparado ao resultado experimental, notou-se um deslocamento na frequência de ressonância e da largura de banda em 3.67% na primeira frequência de ressonância. Porém, uma mesma largura de banda de 900 MHz foi observada na primeira ressonância. A segunda frequência apresentou um deslocamento maior, cerca de 7% comparada a do trabalho de Zhang. No entanto, ambas as frequências são observadas.

De maneira complementar, a Figura 3.3 mostra a distribuição de campo elétrico. Zhang (6) mostrou que intensidade do campo elétrico é maior nas bordas da direção y do *patch* e é zero na região interior do *patch*, semelhante aos campos de uma única antena *patch* (123). A componente x do campo elétrico possui uma distribuição típica de cosseno nas bordas da direção x, com um zero no meio da aresta. Por outro lado, na componente y do campo elétrico, observa-se que nas bordas do metal na direção y o campo apresenta um comportamento uniforme, com intensidade máxima na frequência de ressonância. Assim, os resultados gerados através da implementação descrita nesta tese mostram boa concordância com os resultados obtidos na referência (6).

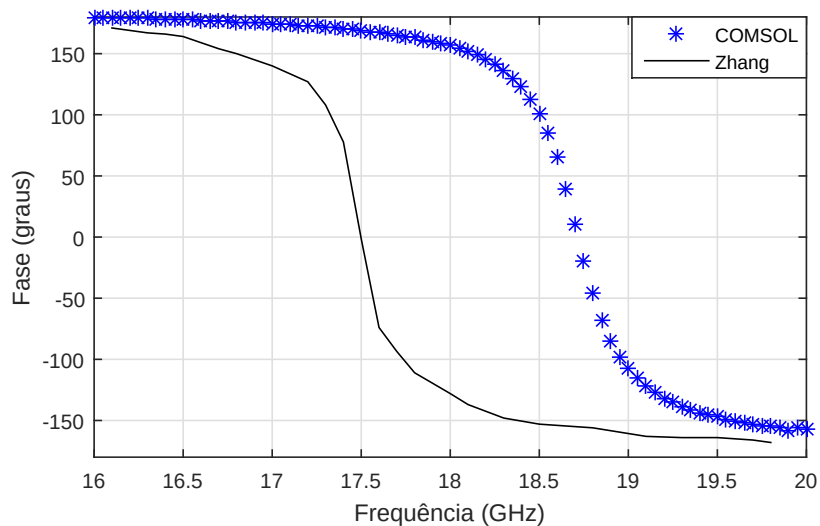
A distribuição de corrente na superfície do AMC com *patch* quadrado é mostrada na Figura 3.4. O fluxo de corrente (setas vermelhas) tem a mesma direção da polarização da onda incidente (direção y). Naturalmente, este fluxo de corrente produz um acúmulo de cargas nas bordas do metal, e que pode ser interpretada como uma distribuição de campo elétrico no *gap* entre *patches* adjacentes. Devido à simplicidade das distribuições de campo e de corrente, o *patch* quadrado é utilizado como referência ao longo do texto.

A segunda validação foi realizada por meio da implementação de um quadrado com fendas como remendo metálico da célula unitária, como mostrado na Figura 3.5. Essa estrutura é utilizada posteriormente, no Capítulo 3, para ressaltar os aspectos em que a geometria proposta nesta tese (*meander line*) apresenta vantagens com relações a algumas geometrias estudadas na literatura.

Esse *patch* com fendas foi estudado na referência (60), e , nesta tese foram utilizados os mesmos parâmetros: $L_p = 4$ mm, $W_p = 0.5$ mm. $D_x = D_y = 10$ mm, $L_x = L_y = 9.6$ mm, $h = 1.27$ mm, $\epsilon_r = 10.2$. Novamente, por simplicidade, nesta tese, o elemento condutor é considerado como PEC. A fase do coeficiente de reflexão é mostrada



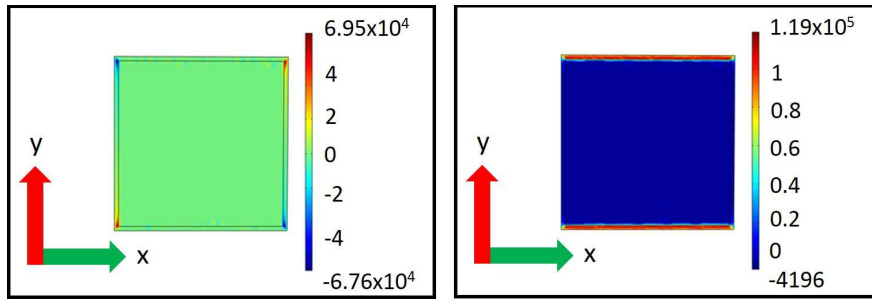
(a) Primeira ressonância (5.65 GHz).



(b) Segunda ressonância (18.8 GHz).

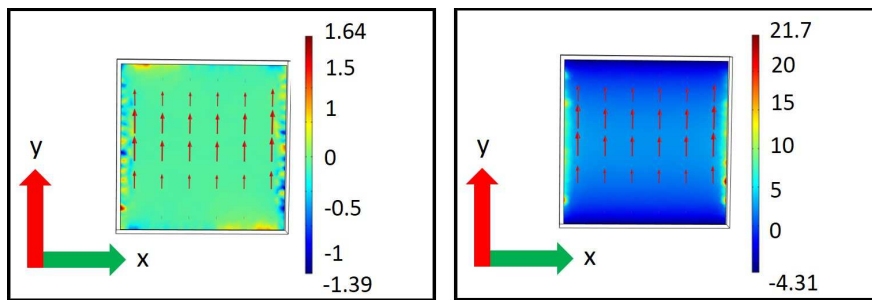
Figura 3.2: Fase do coeficiente de reflexão do AMC, inclusão metálica com forma quadrada. Os resultados foram obtidos utilizando o método de elementos finitos. As curvas de Zhang foram obtidas por meio do software WebPlotDigitizer, disponível online no site <https://apps.automeris.io>.

na figura 3.6. Duas frequências de ressonâncias são observadas, devido à redução na razão primeira/segunda frequência de ressonância. As posições das frequências de res-



(a) componente x

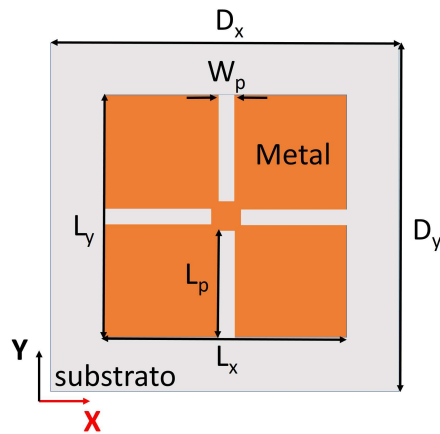
(b) componente y

Figura 3.3: Distribuição de campo elétrico (Vm^{-1}) em 5.65 GHz.

(a) direção x

(b) direção y

Figura 3.4: Densidade de corrente superficial (A/m).

Figura 3.5: Ilustração do *patch* quadrado com fendas projetado na referência (60).

sonância também são bem próximas daquelas observadas no trabalho de Xuat, referência

(60). Para essa geometria, a posição da primeira frequência de ressonância teve um erro relativo de 1.67% e ambas as curvas uma largura de banda de aproximadamente 150 MHz. A posição da segunda frequência de ressonância apresenta um erro relativo de 4.8%, mas largura de banda semelhante, cerca de 650 MHz. Assim, observa-se que o comportamento físico obtido por meio da implementação proposta nesta tese apresenta boa concordância com os *benchmarks*.

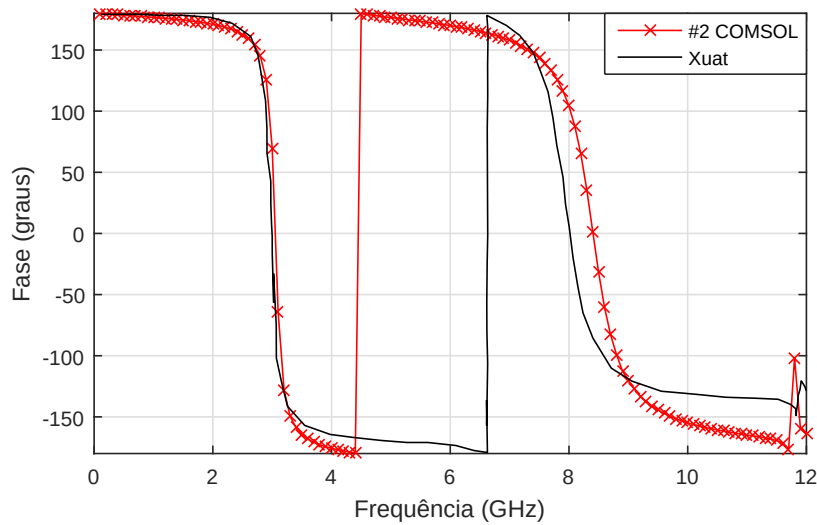


Figura 3.6: Fase do coeficiente de reflexão para a estrutura da referência (60). Os resultados foram obtidos utilizando o método de elementos finitos. A curva de Xuat foi obtida por meio do software WebPlotDigitizer, disponível online no site <https://apps.automeris.io>.

3.1.4 Geometrias analisadas: elementos do grupo I e III

O conhecimento dos efeitos causados pela variação nos parâmetros de projeto na frequência de ressonância é uma ferramenta interessante para o projetista. Em particular, neste trabalho, o interesse é em investigar o papel da forma geométrica da trilha metálica no processo de miniaturização do AMC. Além disso, há um interesse em observar o comportamento das distribuições de corrente e de campo elétrico na superfície do AMC, uma vez que pretende-se, na etapa final deste trabalho, estudar efeitos de acoplamento entre a antena e o AMC para diferentes geometrias da célula unitária. Para

essas finalidades, diversas geometrias foram implementadas e analisadas neste trabalho. Por simplicidade, as formas geométricas da trilha metálica estudadas são arranjadas em dois grupos, aqui, chamados de grupo I e grupo III, ver [seção 2.4.1](#).

O grupo I é formado pelos elementos de interior sólido. Dentre as formas geométricas mais utilizadas nesse grupo, optou-se por avaliar nesse trabalho os seguintes elementos: quadrado, triângulo, círculo e hexágono, conforme mostrado na Figura 3.7.(a). As geometrias do grupo III corresponde aos N-polo conectados pelo centro. Dentre os elementos desse conjunto foram implementados os seguintes: o x-dipolo, y-dipolo, dipolo cruzado e a cruz de jerusalém, como mostrado na figure 3.7.(b). Em todos os casos, a dimensão da célula unitária é constante, $D_x = D_y = 10 \text{ mm} \times 10 \text{ mm}$, e a máxima dimensão da trilha metálica é 9.5 mm, de modo que o período da estrutura é $P = 10 \text{ mm}$.

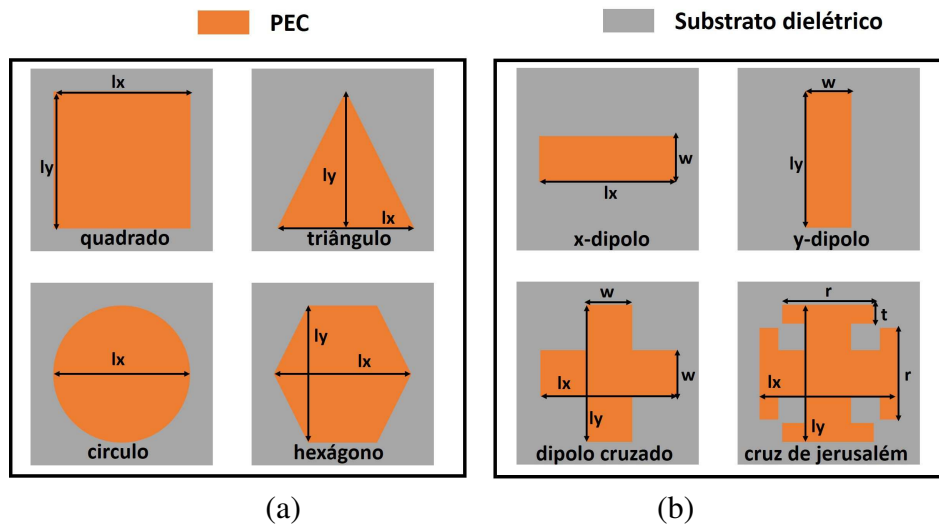


Figura 3.7: Ilustração das formas geométricas: (a) elementos do grupo I, e (b) elementos do grupo III.

3.1.5 Análise dos elementos do grupo I

A fase de reflexão dos elementos do grupo I estudados é mostrada na Figura 3.8. Observa-se que o AMC com elemento condutor com forma quadrada possui a menor frequência de ressonância. Bem, do ponto de vista de circuito, uma redução na

frequência de ressonância de um AMC está associada ao aumento da capacitância ou/indutância da estrutura, uma vez que $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ (5).

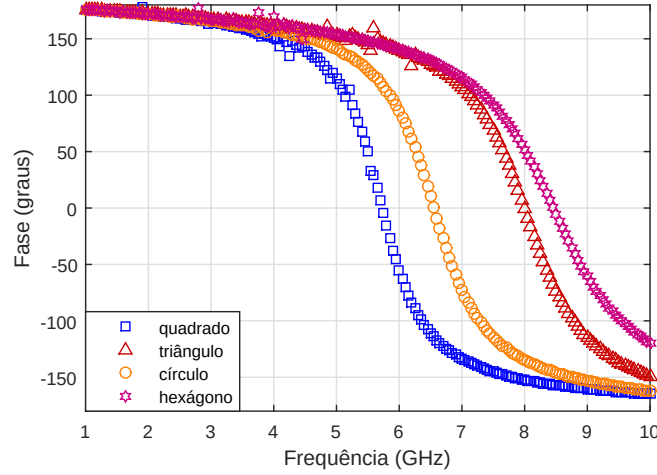


Figura 3.8: Fase do coeficiente de reflexão dos elementos do grupo I.

No caso das geometrias estudadas, elas possuem características capacitivas (124), e, portanto, a redução na frequência de ressonância está relacionada a um aumento na capacitância. Basicamente, a capacitância do *patch* está associado a sua geometria. O formato da folha metálica e a simetria da célula unitária determinam os modos de oscilação para os elétrons (125). Por esse motivo, a concentração de carga nas bordas do *patch* está associada à forma geométrica do patch metálico. Assim, um aumento nessa concentração implica em um aumento da capacitância.

A magnitude da distribuição de campo elétrico na superfície dos elementos condutores do grupo I é vista na Figura 3.9 (a). Ao contrário da forma quadrada, a distribuição do campo elétrico, nas bordas dos *patches*, é menos uniforme nas demais geometrias. Isso porque a curvatura da borda impõe uma mudança de direção no fluxo de corrente e uma nova distribuição de carga surge devido à simetria da célula unitária, veja a Figura 3.9 (b).

Na realidade, o aumento na frequência de ressonância pode estar relacionado a diferentes fatores, tais como o aumento do gap entre elementos condutores adjacentes, veja a seção 2.4.3, ou uma redução efetiva nas dimensões do *patch* na direção de polarização da onda incidente, como é discutido na seção 3.1.10. Todavia, as dimensões

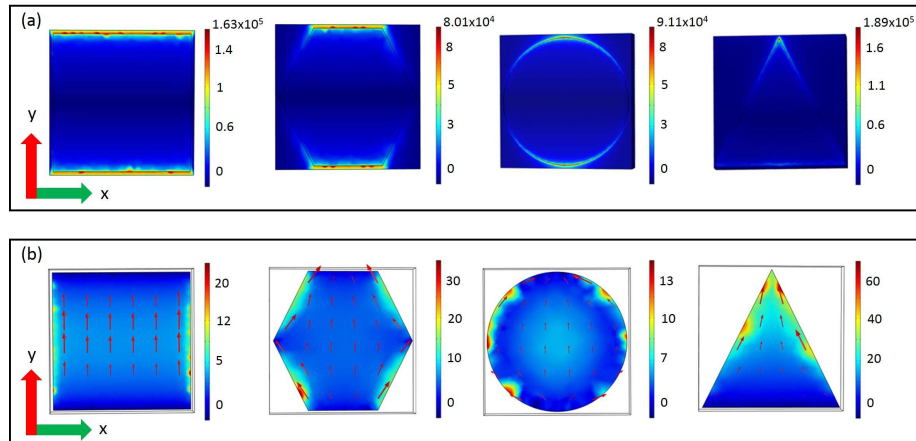


Figura 3.9: (a) Magnitude do campo elétrico (Vm^{-1}) para elementos do grupo I. (b) componente y da densidade de corrente superficial (Am^{-1}) para os elementos do grupo I (as setas em vermelho representam a direção da corrente).

máximas das metalizações, na direção x e y, não foram alteradas. Isso significa que uma variação no gap, tanto na direção x quanto na y, é introduzida devido ao formato das bordas das geometrias escolhidas.

Primeiro note que a área de metalização do triângulo ($45,13 \text{ mm}^2$) é menor que as do círculo ($70,88 \text{ mm}^2$) e do hexágono ($78,16 \text{ mm}^2$), como consequência, o gap efetivo introduzido pelo triângulo é maior que o introduzido pelas demais geometrias. Porém, a frequência de ressonância do *patch* triangular ainda é menor que a do elemento condutor hexagonal. O mesmo acontece com o *patch* circular, apesar de introduzir maior gap que o hexágono, apresenta menor frequência de ressonância.

Lembre-se que, para o *patch* quadrado, o gap pode ser modelado por um capacitor de placas paralelas. Entretanto, nas demais geometrias houve uma redução da área efetiva do capacitor. Por outro lado, observe, na Figura 3.9. (a), que a intensidade e a distribuição de campo elétrico é fortemente modificada pelas geometrias. A distribuição de campo elétrico no *patch* hexagonal é semelhante à do quadrado, mas apresenta menor intensidade entre todas as geometrias. Isso dá um indicativo do porquê a sua frequência de ressonância é a maior entre as geometrias do grupo I analisada. No caso do elemento triangular, observa-se que embora exista uma região com alta intensidade de campo elétrico, isso ocorre apenas em umas das bordas, o que pode reduzir significativamente sua

capacitância em comparação a do círculo.

Naturalmente, observa-se que a capacitância é alterada por dois fatores que competem entre si, as variações no gap efetivo versus a concentração de carga nas bordas, pois em um capacitor de placas paralelas a capacitância é diretamente proporcional à carga e inversamente proporcional à distância. Recorde-se que na presença de um campo elétrico, os elétrons buscam se acomodar de maneira que o sistema apresente menor energia (125), e no caso do metal a anular o campo elétrico em seu interior (126). Comparando ao *patch* quadrado, a existência de bordas curvilíneas impõe à estrutura a necessidade de redistribuir a carga, de modo a cancelar o campo elétrico em direções diferentes da polarização do campo incidente. Isso faz com que parte dos elétrons concentre-se em regiões que não contribuem efetivamente para a capacitância total.

Desta maneira, esses resultados indicam que a frequência de ressonância é fortemente influenciada pela distribuição de carga sobre o *patch*, como esperado. Logo, supondo que uma geometria possa, ao mesmo tempo, possuir bordas na direção y semelhantes a do *patch* quadrado e maximizar a concentração de elétrons nas bordas da direção y, essa geometria deve apresentar frequência de ressonância menor que a do *patch* quadrado.

3.1.6 Análise dos elementos do grupo III

A distribuição de campo elétrico e de corrente dos elementos do grupo III estudados é mostrada na Figura 3.10. Exceto no caso do x-dipolo, a Figura 3.10 (a) mostra que todas as distribuições de campo têm um comportamento uniforme e possuem magnitudes maiores em suas bordas na direção y que o *patch* quadrado. Ainda, como discutido na seção anterior, alterações no formato das bordas modificam a direção do fluxo de corrente. Portanto, na Figura 3.10 (b), apenas x-dipolo e y-dipolo apresentam um fluxo de corrente semelhante ao *patch* quadrado.

A fase do coeficiente de reflexão é mostrada na Figura 3.11. Note que, dentre as geometrias, o x-dipolo apresenta a maior frequência de ressonância. Bem, tanto o x-dipolo quanto o y-dipolo, em termos de implementação, são generalizações do *patch*

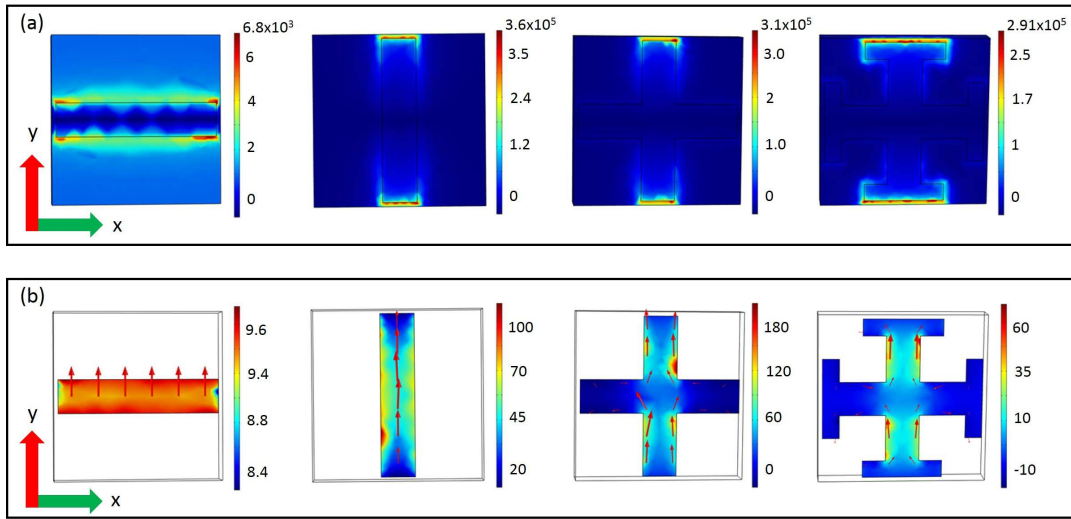


Figura 3.10: (a) Magnitude do campo elétrico (Vm^{-1}) para elementos do grupo III. (b) componente y da densidade de corrente superficial (Am^{-1}) para os elementos do grupo III (as setas em vermelho representa a direção da corrente).

quadrado, em que $L_x \neq L_y$. Em particular ao reduzir o comprimento L_y obtém-se o x-dipolo, e ao reduzir L_x chega-se ao y-dipolo. O fato é que a variação individual desses parâmetros, tomando o *patch* quadrado como referência, traz à luz consequências importantes, vistas na Figura 3.12.

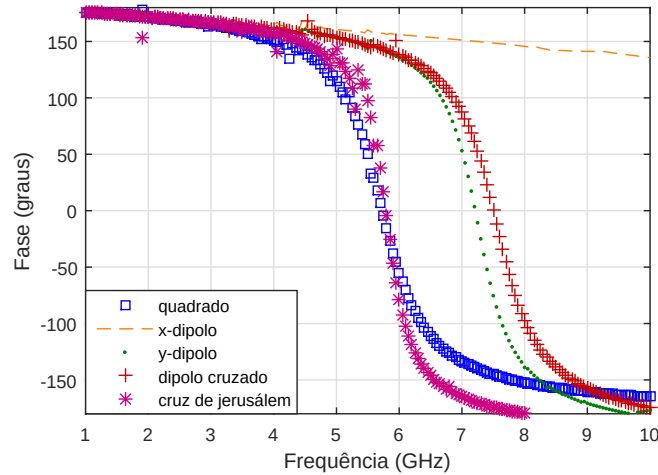
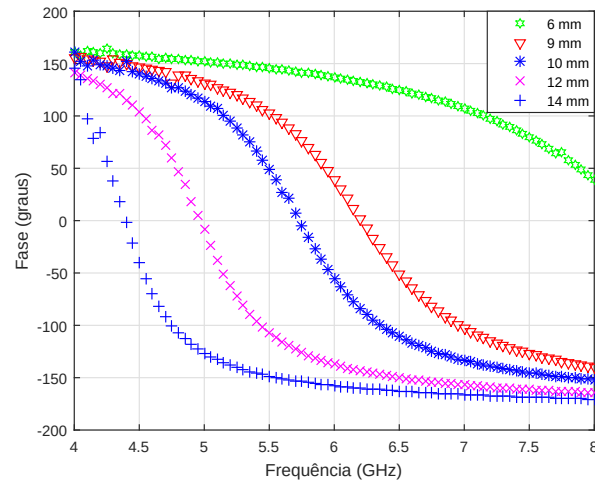
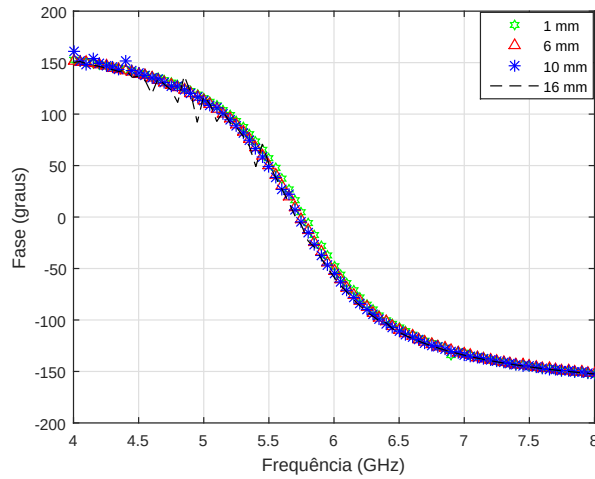


Figura 3.11: Fase do coeficiente de reflexão dos elementos do grupo III. O *patch* quadrado é usado como referência.



(a)



(b)

Figura 3.12: Fase do coeficiente de reflexão de um *patch* retangular. (a) variação do comprimento L_y , com $L_x = 9.5$ mm, fixo. (b) variação da largura L_x , com $L_y = 9.5$ mm, fixo. Foram usados os seguintes parâmetros fixos: gap = 0.25 mm; $h = 1.57$ mm; permissividade elétrica relativa $\epsilon_r = 3.5$; e permeabilidade magnética $\mu_r = 1$ (84). O *patch* metálico foi assumido como PEC. A onda incidente com polarização linear na direção y .

A Figura 3.12 (a) ajuda a compreender o porquê do x-dipolo possuir maior frequência de ressonância. Note que, ao variar o comprimento L_y , mantendo fixos os

demais parâmetros do *patch* quadrado, o efeito é aumentar a distância percorrida pelos elétrons de uma borda a outra, já que avalia-se o caso para uma onda com polarização linear na direção y . Pensando de maneira simplificada em um problema 1-D, ao variar L_y os modos (harmônicos) de oscilação dos elétrons são alterados, semelhante ao que ocorre em uma corda presa por duas extremidades, ao variar o comprimento L da corda (127). Por outro lado, ao variar L_x a frequência fica inalterada, ver 3.12 (b), pois o movimento do elétron está acoplado ao campo elétrico. Esse resultado indica que a frequência de ressonância é independente da área de metalização, mas depende fortemente das variações em direções que contenha a polarização da onda incidente.

Além disso, no caso do x-dipolo, há um aumento no gap, na direção y , o que contribui ainda mais para o aumento na frequência de ressonância. O y-dipolo, comparado ao *patch* quadrado, apresenta um deslocamento à direita na frequência de ressonância muito menor que o x-dipolo. Pela Figura 3.12 (b) conclui-se que essa variação na frequência está associada ao aumento no gap na direção x .

A sobreposição das inclusões metálicas, x-dipolo e y-dipolo, cria a forma do dipolo cruzado. Essa construção reduz o gap entre os elementos condutores vizinhos, mas a frequência de ressonância do dipolo cruzado é maior do que para o y-dipolo, ver Figura 3.11. Por meio da Figura 3.10 (b), é possível ver que a sobreposição das inclusões metálicas altera o fluxo de corrente dos dipolos individuais, e a redistribuição de carga muda significativamente a concentração de cargas nas bordas, menor que a do y-dipolo.

Finalmente, na cruz de Jerusalém, a distribuição do campo elétrico nas bordas y tem intensidade de mesma escala que no caso y-dipolo e o dipolo cruzado, mas há um aumento da área efetiva dos capacitores localizados nas bordas. Nota-se que a frequência de ressonância é próxima à do *patch* quadrado, ver Figura 3.11.

De modo geral, as características geométricas determinam a regra de seleção dos modos de oscilação existente na estrutura. Na frequência de ressonância, a magnitude do campo elétrico tem seu maior valor devido ao fato de os elétrons na superfície do metal oscilarem em fase com o campo elétrico, atingindo a máxima amplitude de movimento, o que deve estar associado ao comprimento efetivo do elemento condutor. Assim, o aumento no comprimento efetivo da estrutura, na direção de polarização da

onda incidente, permite obter uma redução na frequência de ressonância do AMC. Do ponto de vista de circuito tudo se passa como se houvesse uma capacitância e uma indutância efetiva. Nesse caso, considerando remendos metálicos capacitivos, as geometrias que permitem reduzir a frequência de ressonância do AMC são aquelas que maximizam simultaneamente a área efetiva do capacitor formado por elementos condutores adjacentes e a concentração de carga.

3.1.7 Geometrias analisadas: *bowties*

Com o intuito de validar as suposições acerca dos comportamentos observados através dos elementos do grupo I e III, duas configurações simples baseadas nas formas *bowties* são avaliadas, essas geometrias são mostradas na Figura 3.13. Os seguintes parâmetros são utilizados: $l_x = l_y = 9.5$ mm, $t = 1$ mm, $w = 2$ mm, and $s = r = 4.75$ mm.

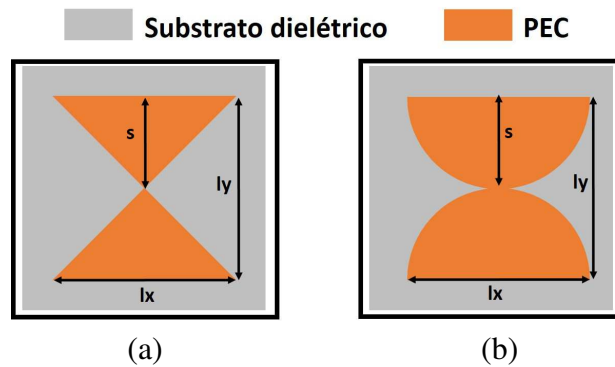


Figura 3.13: Geometrias baseadas nas formas *bowtie*. (a) *bowtie* triangular, e (b) *bowtie* esférica.

3.1.8 Análise das geometrias *bowties*

Baseado nas distribuições de campo e corrente dos elementos do grupo I e III, foi visto que o aumento na concentração de cargas nas bordas do remendo metálico tem efeito semelhante ao aumento na capacitância do sistema, permitindo reduzir a frequência de ressonância do AMC. Uma estratégia simples para modificar essa concentração é alterar, por exemplo, o fluxo de corrente dentro das inclusões metálicas, de modo que

a redistribuição das cargas aumente ou diminua essa concentração.

Partindo de uma geometria de referência, como o *patch* quadrado, uma maneira simples para alterar o fluxo de corrente é a inclusão de fendas no interior do remendo metálico (60). No entanto, dependendo do comprimento, da largura e da posição das fendas, as distribuições de campo e de corrente podem ser tornar muito complexa para comparar àquela do *patch* quadrado. É interessante analisar uma geometria que, pelo menos na direção de polarização da onda incidente, assemelhe-se ao *patch* quadrado. Por isso, como uma primeira análise, a geometria *bowtie* é avaliada nessa seção. A ideia aqui é manter as bordas da direção y igual àquela do quadrado, para maximizar a área efetiva do capacitor formado entre os elementos condutores adjacentes, e modificar a metalização na região entre as margens da direção x .

A Figura 3.14 mostra a distribuição de campo elétrico e de corrente das geometrias *bowties* analisadas. Percebe-se que a distribuição de campo elétrico nas margens da direção y é semelhante àquela observada no remendo quadrado. No entanto, devido à curvatura das bordas, nas proximidades das bordas x , a direção do fluxo de corrente é diferente da direção de polarização da onda incidente, como consequência, os elétrons próximos as bordas percorrem um caminho maior entre as margens da direção y do que no caso do *patch* quadrado. Assim, pela Figura 3.12, espera-se que a geometria *bowtie* apresente frequência de ressonância menor do que a geometria quadrada. A Figura 3.15 mostra a fase do coeficiente de reflexão das geometrias *bowtie* comparada à do *patch* quadrado. Ambas as formas *bowties* apresentam frequência de ressonância menor que a do quadrado. Observe na Figura 3.14 (a) que a forma triangular da *bowtie* apresenta maior intensidade de campo elétrico, e como esperado, maior redução na frequência de ressonância, neste caso, uma redução maior que 1 GHz.

Por construção, percebe-se que na *bowtie* circular os elétrons próximos às bordas x percorrem um caminho maior durante o movimento de oscilação do que na *bowtie* triangular. Apesar disso, a intensidade de campo elétrico nas bordas y é maior na forma triangular, ver 3.14. Nota-se que no caso da *bowtie* circular mais direções para o fluxo de corrente são possíveis, de modo que o sistema precisa alocar mais carga em diferentes regiões para cancelar o campo em seu interior, reduzindo, portanto, a concentração de carga na borda y , quando comparada a *bowtie* triangular.

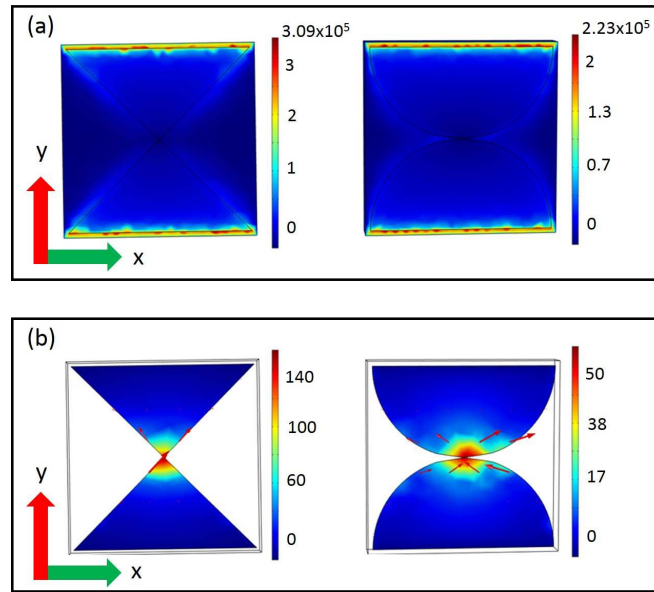


Figura 3.14: (a) Magnitude do campo elétrico (Vm^{-1}) para os elementos condutores com forma *Bowtie* na frequência de ressonância. (b) Componente y da densidade superficial de corrente (Am^{-1}) para os elementos condutores com forma *Bowtie* na frequência de ressonância.

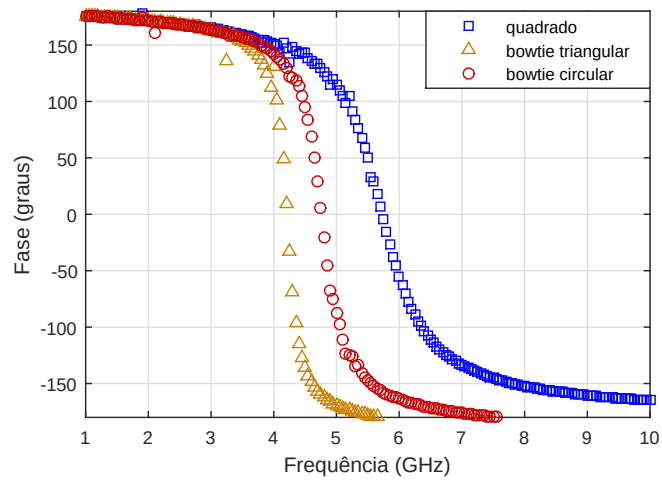


Figura 3.15: Fase do coeficiente de reflexão para os *patches bowtie* e quadrado.

De modo geral, com a metodologia usada até aqui, buscou-se compreender como o formato da borda da trilha metálica pode alterar a frequência de ressonância da metassuperfície. Sabe-se que a forma geométrica pode ser considerada um vínculo para a

distribuição de campo elétrico (corrente) presente na superfície do AMC, determinando, por exemplo, os modos de oscilação dos elétrons na superfície do AMC. Os resultados obtidos indicaram uma maneira simples de alcançar a miniaturização do AMC, por meio da geometria *meander line*, cuja realização é mostrada na próxima seção.

3.1.9 Geometria proposta: *meander line*

Uma geometria muito explorada em antenas para aumentar o seu comprimento efetivo é a *meander line* (128). Esse tipo de geometria oferece algumas vantagens, como tamanho compacto e implementação simples. Assim, com o intuito de investigar o efeito do comprimento efetivo do AMC na frequência de ressonância, uma geometria *meander line* é implementada como remendo metálico na célula unitária do AMC, como mostrado na Figura 3.16. É imposta uma variação no tamanho efetivo da trilha metálica na direção de polarização da onda incidente.

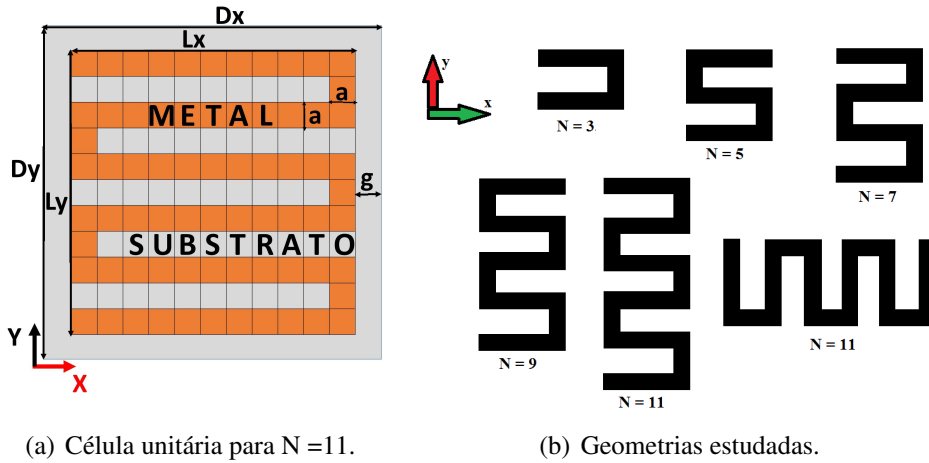


Figura 3.16: Ilustração da célula unitária da forma *meander line* através da divisão da trilha com forma quadrada em $N \times N$ elementos (84). Os seguintes parâmetros para a geometria *meander line* são utilizados: $g = 0.25$ mm; $D_x = D_y = 10$ mm; $L_x = L_y = 9.5$ mm; $h = 1.57$ mm; $\epsilon_r = 3.5$; and $\mu_r = 1$; and $a = L_x/N$.

Como nos casos anteriores, a célula unitária possui: dimensão de $D_x \times D_y = 10 \times 10$ mm² e $L_x \times L_y = 9.5 \times 9.5$ mm²; um substrato dielétrico com permissividade elétrica de $\epsilon_r = 3.5$, permeabilidade magnética de $\mu_r = 1$ e espessura de $h = 1.57$ mm;

e gap de $g = 0.25$ mm. A implementação dessa estrutura consiste na divisão do *patch* quadrado em um conjunto de $N \times N$ quadrados iguais, como exemplificado na Figura 3.16. (a) para o caso $N = 11$. Logo, a trilha metálica é projetada possuindo uma largura de $a = Lx/N$.

Nesta tese são avaliados seis casos: cinco denotados como $N = 3, N = 5, N = 7, N = 9, N = 11$, sendo o aumento no comprimento efetivo na direção y ; e um caso com $N = 11$, chamado no texto de #1, estando o aumento no comprimento efetivo na direção x (equivalente a rotacionar por 90° o caso chamado de $N = 11$). Em todos os casos, a onda incidente permanece com polarização linear na direção y . Note que com essas escolhas de N , sendo N um número ímpar, as geometrias derivadas podem ser classificadas como meandros, por exemplo, $N = 3$ equivale a 1 meandro, $N = 5$ equivalente a 2 meandros e assim por diante.

3.1.10 Análise da geometria *meander line*

As distribuições de campo elétrico para os elementos condutores com geometrias *meander line* são mostradas na Figura 3.17. Na frequência de ressonância, todas as distribuições de campo elétrico na borda da direção y são semelhantes àquela do *patch* quadrado, exceto 3.17 (f). É observado um aumento na intensidade de campo elétrico em função do crescimento no comprimento efetivo da estrutura, ver Figura 3.17 (a)-(e). No caso de #1, Figura 3.17 (f), um aumento na intensidade de campo elétrico é visto em algumas regiões sobre as arestas que delimitam a figura na direção y . Todavia, devido às descontinuidades na direção x , a distribuição de campo elétrico é menos uniforme, comparado ao *patch* quadrado, e existem regiões com baixos valores de campo elétrico.

A Figura 3.18 mostra a variação na frequência de ressonância para diferentes elementos condutores com forma *meander line*. No primeiro caso mostrado, #1, na Figura 3.18 (a), não há variação no comprimento efetivo na direção de polarização da onda, por essa razão, a frequência de ressonância do *patch* #1 é próxima à do *patch* quadrado. Além disso, nota-se que a distribuição de corrente na superfície do #1 também é semelhante àquela do *patch* quadrado, ver Figura 3.19 (d), indicando que ambos os sistemas possuem comprimento efetivo equivalentes. Portanto, na direção y , a onda

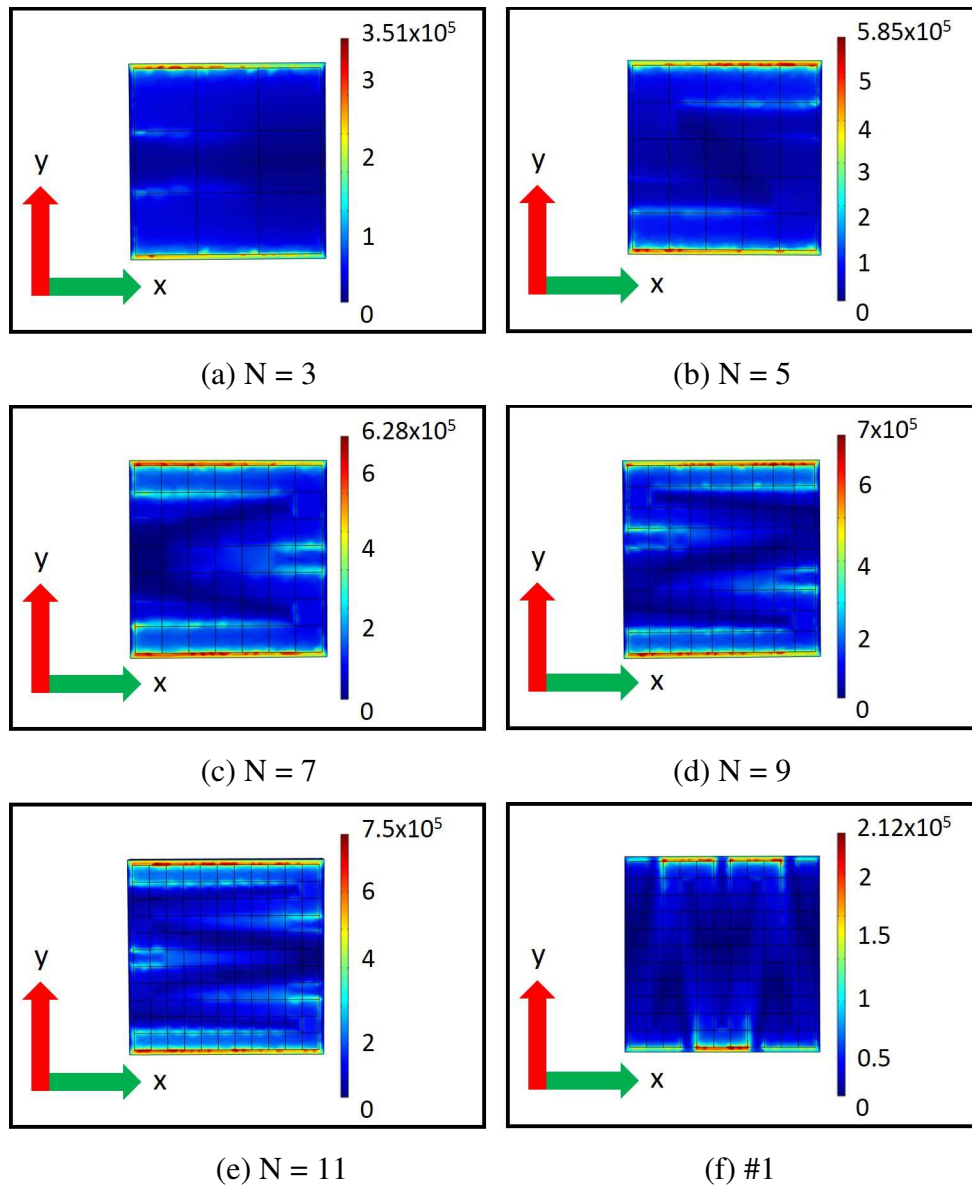
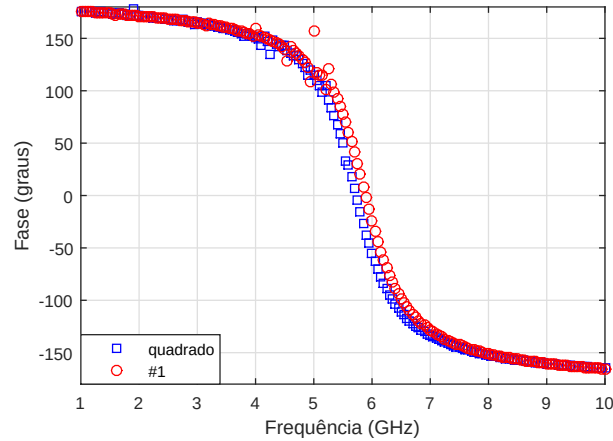


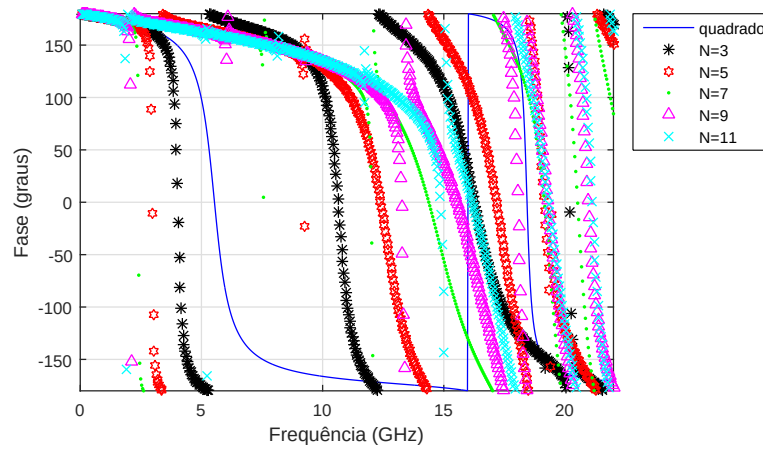
Figura 3.17: Magnitude da distribuição de campo elétrico (V/m) na frequência de ressonância para elementos condutores com forma *meander line* (84). (a)-(e) o comprimento efetivo aumenta na direção y. (f) o comprimento efetivo cresce na direção x.

incidente interpreta a estrutura similar a um *patch* quadrado. A pequena variação na frequência de ressonância deve estar relacionada à capacitâncias parasitas introduzidas por meio das lacunas inseridas no *patch* quadrado para gerar #1. Ainda, em contraste com a distribuição de carga do *patch* quadrado, existem regiões com baixos valores de

campos elétrico nas bordas y do #1, consequentemente, a concentração de carga na direção y do #1 é menor que a do quadrado. Este resultado concorda com aquele observado na Figura 3.12 (b). Portanto, para uma onda com polarização linear, alterações nas dimensões do elemento condutor, em uma direção perpendicular à direção de polarização da onda incidente, não deve alterar significativamente a frequência de ressonância.



(a)



(b)

Figura 3.18: Fase do coeficiente de reflexão para elementos condutores com forma *meander line*. *Meander line* com aumento no comprimento efetivo: (a) na direção x, e (b) na direção y. O *patch* quadrado é tomado como referência (84).

Por outro lado, como mostrado na Figura 3.18 (b), um aumento no comprimento

	Quadrado	N = 3	N = 5	N = 7	N = 9	N = 11
f1 (GHz)	5.65	4.00	2.95	2.40	2.07	1.88
f2 (GHz)	18.80	10.65	9.21	7.53	6.06	5.18
f3 (GHz)	-	16.20	12.4	14.38	13.26	8.13
BW1 (MHz)	96	250	70	30	20	30
BW2 (MHz)	310	780	1630	50	30	70
BW3 (MHz)	-	1830	1390	2580	290	50

Tabela 3.1: Frequência de ressonância e largura de banda das geometrias mostrada na Figura 3.18. f1, f2 e f3 são a primeira, segunda e terceira frequência ressonância, respectivamente. BW1, BW2, BW3 são as larguras de banda da primeira, segunda e terceira frequência de ressonância, respectivamente.

efetivo na mesma direção de polarização da onda incidente produz uma redução na frequência de ressonância do AMC, veja a Tabela 3.1. É possível ver, na Figura 3.19 (a)-(c), que a corrente ainda flui para as bordas y do elemento condutor, porém, ela segue naturalmente o contorno das trilhas. Assim, a *meander line* possui um maior caminho, entre as bordas y, para o elétron oscilar sob a influência do campo elétrico. Como resultado, uma redução na frequência de ressonância é observada para todos os valores de N estudados.

Ainda, observa-se que as estruturas com forma *meander line* operam naturalmente em mais de uma frequência: uma quando iluminada por uma onda polarizada na direção x (5,65 GHz), e outra quando a onda incidente é polarizada na direção y. Assim, a resposta da estrutura é dependente da polarização da onda incidente.

Além disso, nota-se, também, que a razão entre a segunda e a primeira frequência de ressonância (S/P) é reduzida. Para efeito de comparação, no *patch* quadrado simulado na seção, 3.1.3, esta razão é aproximadamente de 3.33. No caso N = 11, por exemplo, a segunda frequência de ressonância está próxima de 5 GHz, enquanto a primeira está próxima de 2 GHz, sendo, portanto, uma razão de 2.5, o que significa, na realidade, uma redução de aproximadamente 13 GHz na segunda frequência de ressonância. Mais que isso, agora, ambas as frequências estão na faixa de aplicação de tecnologia sem fio do ramo de comunicações, como o *wifi* (WLAN) (129; 130; 131; 132; 133). Na verdade, todas as estruturas (N = 3, N = 5, N = 7, N = 9 e N = 11) são dispositivos multibanda.

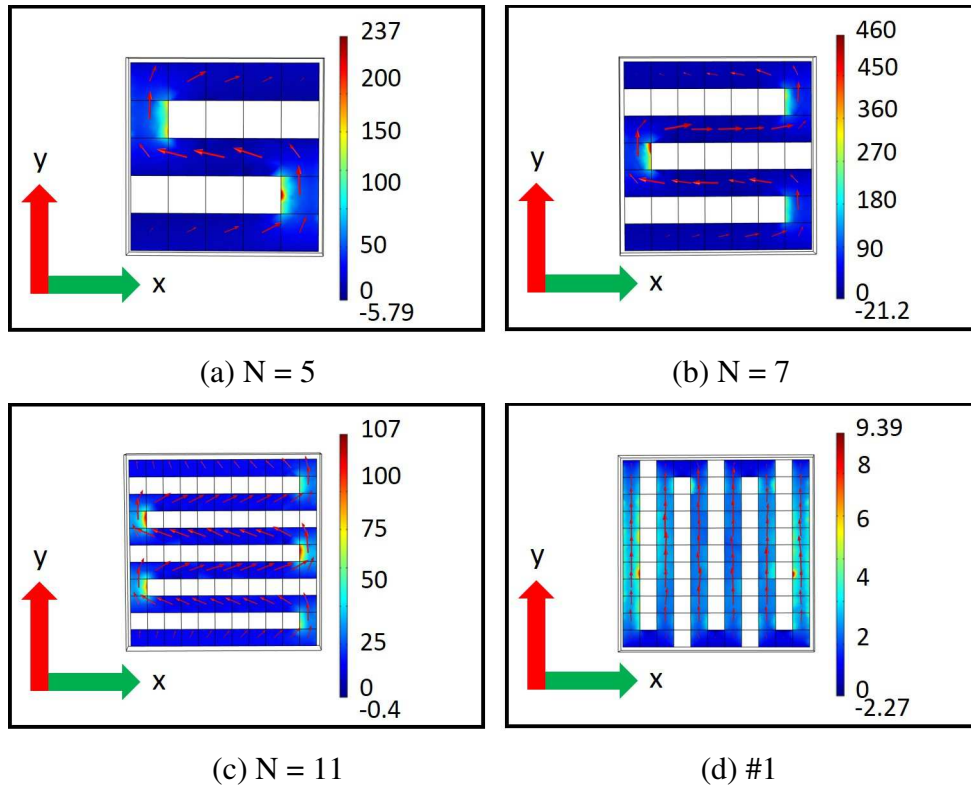


Figura 3.19: Componente y da densidade de corrente superficial (A/m) dos elementos condutores com forma *meander line* (84).

Contudo, observe que a largura de banda do AMC diminui com o aumento de N , mas uma melhora na largura de banda pode ser obtida por meio da otimização da espessura do substrato (48), por exemplo.

A redução na distância entre a primeira e a segunda ressonância foi relatada na referência (60). Naquele trabalho, fendas foram introduzidas no *patch* quadrado, ver seção 3.1.3. Diferentemente, nesta tese, a geometria proposta pode ter múltiplas bandas de operação que dependem de maneira simples do número de meandros N (devido às capacitâncias parasitas) e da polarização da onda incidente. Além disso, a estrutura $N = 3$ apresenta uma redução da razão S/P maior que a estrutura #2.

Além do mais, a distribuição de corrente na *meander line* é diferente da observada em #2, ver Figura 3.21. Isso é um ponto que pode ser relevante em aplicações na área de antenas, pois, considerando uma antena próxima a estas AMCs, supondo que

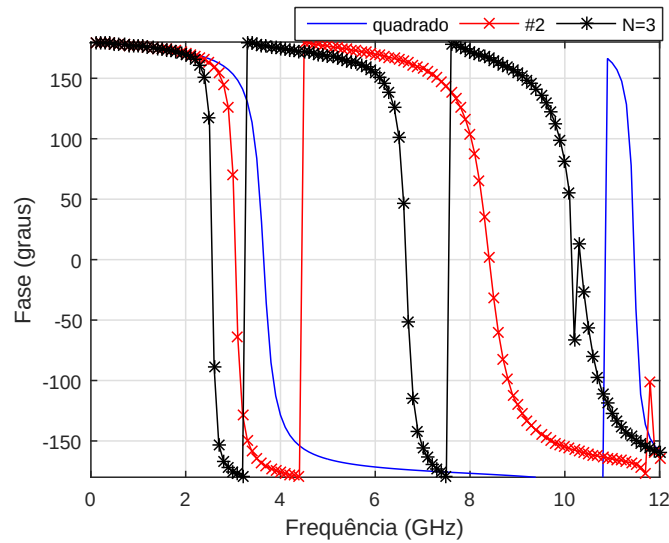


Figura 3.20: Comparação entre as Fases do coeficiente de reflexão das estruturas quadrada, #2 e *meander line* com $N = 3$. Os mesmos parâmetros da referência (60) foram utilizados, ver seção 3.1.3(84).

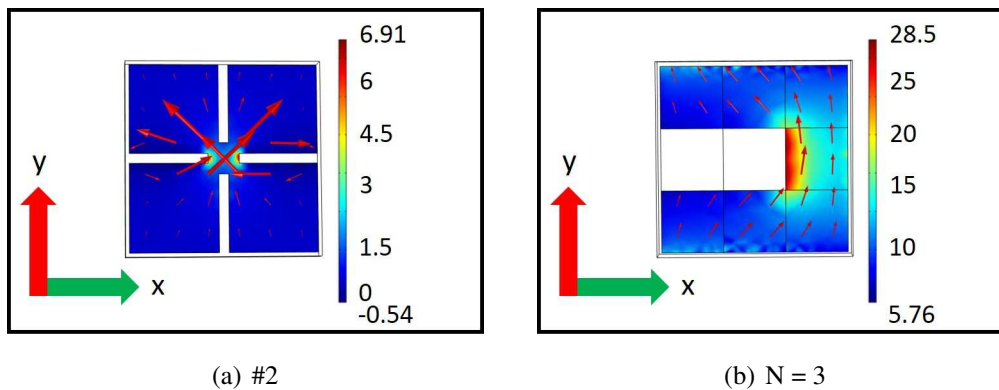


Figura 3.21: Comparação entre componente y da densidade de corrente superficial (Am^{-1}) da estrutura #2 da referência [pp] e a *meander line* com $N = 3$. Os mesmos parâmetros da referência [pp] foram utilizados, ver seção 3.1.3 (84).

elas operem na mesma frequência de ressonância, o desempenho da antena pode ser completamente diferente em cada um dos casos (45), como é abordado no Capítulo 4. Vale destacar que as distribuições de corrente nos *patches* com forma *meander line* são similares as das antenas *meander line*, veja a referência (134), o que pode ser útil para melhorar o desempenho deste tipo de antena.

Por fim, a *meander line* possui distribuição de campo elétrico, nas bordas da direção y , análoga à geometria de referência, o *patch* quadrado. Assim, em contextos nos quais as distribuições de campo elétrico sejam mais relevante que a distribuição de corrente, utilizar a *meander line* para miniaturizar o AMC é uma estratégia simples e eficiente, que conserva a forma de distribuição de campo elétrico nas bordas. Além do mais, quando comparada às várias formas geométricas encontradas na literatura, a *meander line* é uma forma simples de obter dispositivos miniaturizados e com múltiplas bandas de operação (84).

3.2 A FSS para um elemento *meander line*

Uma vez que o AMC sem vias é uma derivação das estruturas FSS, nesta seção será analisado o impacto da forma *meander line* na frequência de ressonância da FSS. Espera-se um comportamento análogo ao observado para o AMC, pois, a miniaturização foi resultado da oscilação dos elétrons na superfície dos elementos condutores, levando em conta um aumento no comprimento efetivo da estrutura. Do mesmo modo, espera-se obter dispositivos multibandas devido à existência de capacitâncias parasitas, formadas entre segmentos de trilhas condutoras. Como feito anteriormente, por simplicidade, uma FSS com *patch* quadrado foi utilizada como referência.

3.2.1 Descrição da geometria

A diferença básica na abordagem das FSS quando comparada ao caso AMC está nos valores dos parâmetros de projeto que, para efeito de comparação, foram redimensionados a fim de serem compatíveis com valores obtidos na literatura para a região de frequência a partir de 4 GHz.

Como ponto de partida foram utilizados os valores de parâmetros encontrado na referência (135), que para a célula unitária, ver figura 3.22, são os seguintes: $W_x = W_y = 20$ mm ; $L_{x1} = L_{x2} = L_y = 10$ mm; $S_y = L_{x1}/N$; $d_x = d_y = 5$ mm; o substrato dielétrico com permissividade elétrica relativa $\epsilon_r = 4.4$, permeabilidade magnética relativa $\mu_r = 1$,

e espessura $h = 0.9$ mm. E como no caso AMC, um *patch* metálico de forma quadrada é utilizado como referência, mas com as dimensões $L_{x1} = L_y = 10$ mm e $W_x = W_y = 20$ mm. Para simular esse dispositivo, o plano terra do AMC é retirado, e uma porta adicional, distante $\lambda/2$ abaixo da estrutura é criada. Os símbolos de dimensões foram escolhidos para facilitar a comparação com os resultados da referência (135).

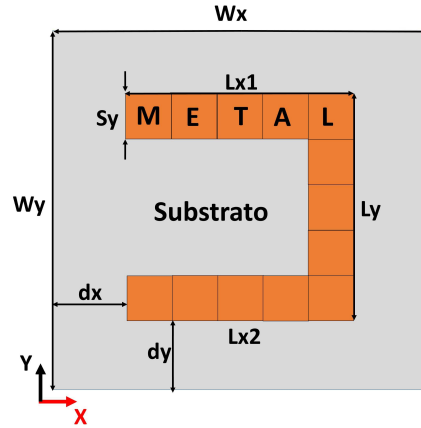


Figura 3.22: Célula unitária da forma 1-meander, forma em U. Desenho inspirado nos trabalhos de Neto [135] e Ramos [85].

Em particular, o caso $N = 3$ tem topologia (forma em U) semelhante àquela apresentada no trabalho de Neto (135), cujos resultados possuem validação experimental. Para validar os resultados aqui apresentados, também, foi implementado a forma em U ($N = 3$) com os parâmetros de projeto propostos no trabalho de Neto (135), de modo a simular parcialmente seus resultados. Contudo, por simplicidade, nas simulações desta tese, a trilha metálica é definida como PEC.

3.2.2 Validação computacional da estrutura FSS

Para validar a implementação da geometria *meander line* no caso FSS, os resultados da forma em U estudada por Neto (135) são parcialmente simulados. Para fins de comparação, os mesmos valores para os parâmetros de projeto utilizado por Neto são usados aqui. No entanto, é assumido que o *patch* metálico é um PEC. A Figura 3.23 mostra os resultados obtidos com a implementação descrita nesta tese. Note que

o mesmo comportamento físico é observado e os valores de frequência de ressonância têm posições casadas às da referência (135). Então, boa concordância foi obtida.

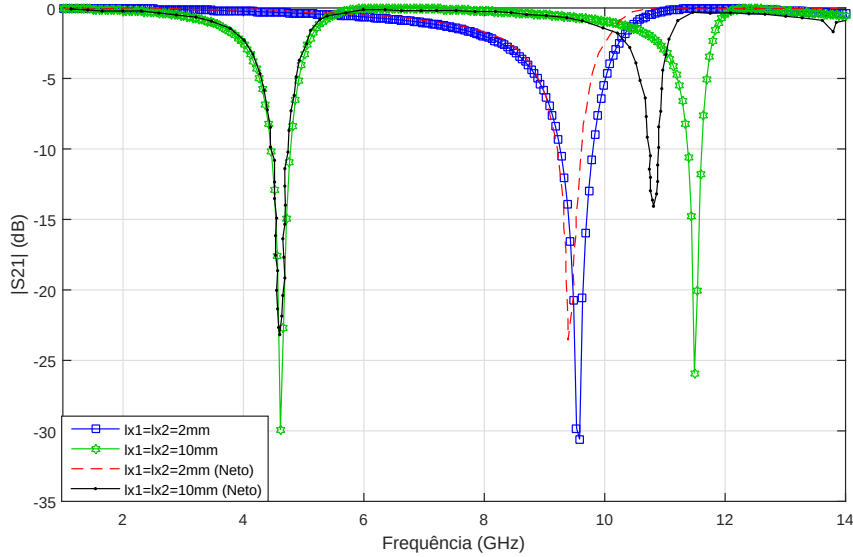


Figura 3.23: Coeficiente de transmissão para uma superfície seletiva de frequência com elemento em forma de U, para diferentes variações dos comprimentos dos braços. Os seguintes parâmetros foram utilizados: $\epsilon_r = 4.4$; $\mu_r = 1$; espessura do substrato $h = 0.9$ mm; $W_x = W_y = 20$ mm; $dx = dy = 5$ mm; $S_y = 2$ mm; e $L_y = 10$ mm. Os resultados foram obtidos utilizando o método de elementos finitos. As curvas de Neto foram obtidas por meio do software WebPlotDigitizer disponível online no site <https://apps.automeris.io>

3.2.3 Análise da FSS com elemento *meander line*

A Figura 3.24 mostra o parâmetro $|S_{21}|$ em função da frequência de ressonância da FSS para diferentes números de meandros. Como esperado, uma redução na razão S/P ocorre e está associada ao número de meandros. Esse último fato é detalhado na Figura 3.25. Nota-se que para o caso de 1 meandro ($N = 3$), a distância entre a primeira e a segunda frequência de ressonância é menor do que no caso 2-meandros ($N = 5$). Para números ímpares de meandros, 1-meandro ($N = 3$), 3-meandro ($N = 7$) e 5-meandro (N

= 11), a razão S/P é menor que para os casos pares de meandros, 2-meandro ($N = 5$), 4-meandro ($N = 9$). Isto indica que a redução na segunda frequência de ressonância está associada ao acoplamento entre os segmentos das trilhas metálicas, devido à capacitância parasitas e efeitos de indutância mútua. Particularmente, no caso 3-meandro surge uma nova banda (estreita) de operação, ver figura 3.26, e a estrutura permite, agora, três bandas de operação para uma onda com polarização linear, neste caso na direção y.

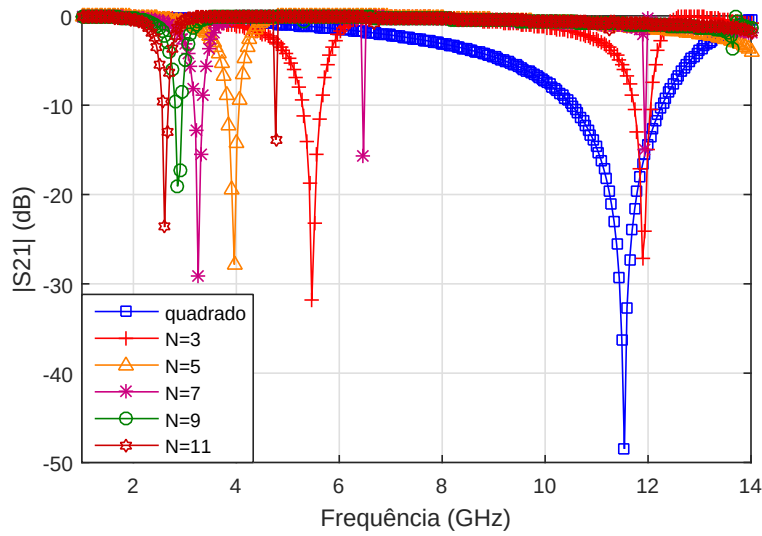


Figura 3.24: Parâmetro $|S_{21}|$ para FSS com elemento condutor com forma *meander line*. Diferentes valores de N foram avaliados (85).

Além disso, na Figura 3.24, uma redução na primeira frequência de ressonância da FSS é observada à medida que o número de meandros aumenta. Como no AMC, a redução na frequência de ressonância ocorre devido ao aumento do comprimento efetivo, na direção de polarização da onda incidente. Então, no caso da forma em U, semelhante ao caso 1-meandro ($N = 3$), discutida no trabalho da referência (135), o aumento no tamanho dos braços corresponde na verdade a um aumento no comprimento efetivo da metalização.

Os fluxos de corrente nos *patches* quadrado e nas geometrias *meander line* são apresentados no Apêndice A, pois, eles são iguais aos obtidos para o AMC. De modo semelhante ao caso do AMC, o fluxo de corrente do caso #1 é similar ao do *patch* quadrado. Portanto, como no caso do AMC, a estrutura #1 possui frequência de ressonância

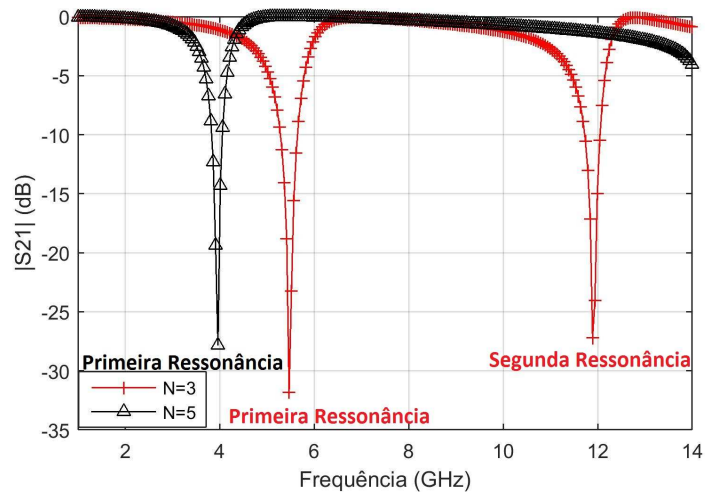


Figura 3.25: Vista da redução na razão S/P (85).

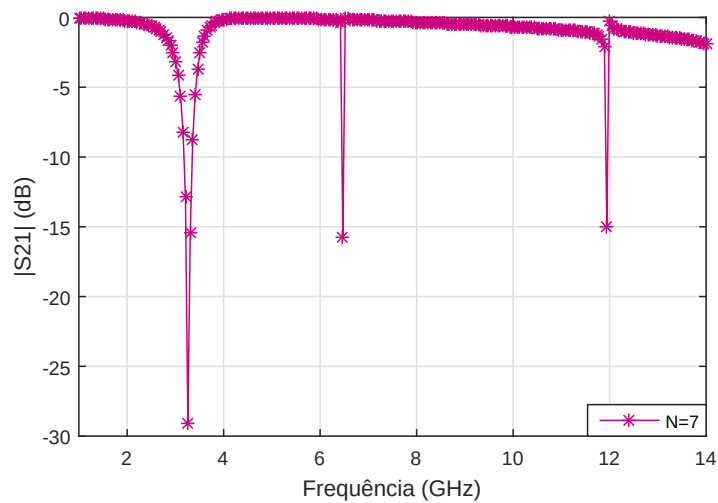


Figura 3.26: Parâmetro $|S_{21}|$ para o caso de $N = 7$ (85).

próxima ao do *patch* quadrado, como mostrado na Figura 3.27. A diferença na frequência de ressonância entre #1, surge devido às capacitâncias parasitas das lacunas na forma #1.

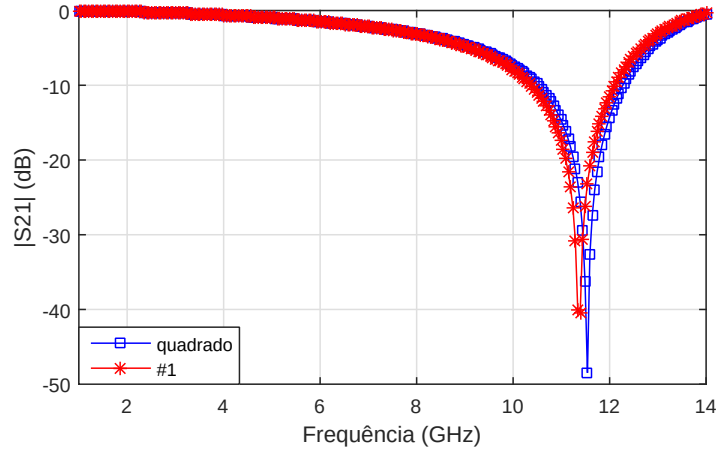


Figura 3.27: Comparação entre os parâmetros $|S_{21}|$ dos *patches* quadrados e #1, para uma onda incidente com polarização linear na direção y (85).

3.3 Conclusões

Em resumo, neste capítulo foi apresentado um estudo acerca dos mecanismos físicos que atuam no processo de miniaturização do AMC. Neste trabalho, foi levado em conta apenas as características geométricas do remendo metálico do AMC. Por esse motivo, diferentes geometrias foram avaliadas. No entanto, um *patch* quadrado foi utilizado como referência por apresentar distribuição de corrente e distribuição de campo elétrico mais simples, quando exposto a uma onda plana com polarização linear (na direção y). Ainda, o *patch* quadrado apresenta uma distribuição de campo elétrico uniforme nas bordas da direção y e comportamento de cosseno nas bordas da direção x. Já a direção da corrente é a mesma do campo elétrico incidente.

De maneira geral, considerando uma onda plana com polarização linear na direção y, foi visto que, na região metálica distante das bordas, as correntes têm direção semelhante à do campo elétrico aplicado. A forma da borda altera a direção da corrente em suas proximidades. Lembrando que o campo elétrico entre os *patches* adjacentes é o principal responsável pela capacitância do AMC, no modelo de circuito, as alterações no fluxo de corrente podem reduzir ou aumentar a capacitância do sistema, pois, as cargas têm que se redistribuir para cancelar o campo elétrico que surge em diferentes

direções no interior do remendo metálico. Portanto, a frequência de ressonância pode, em princípio, ser modificada alterando o fluxo de corrente sobre o AMC.

Por outro lado, por meio do estudo da frequência de ressonância em função do comprimento de um *patch* retangular, observou-se que apenas a variação no comprimento do *patch* metálico, na mesma direção de polarização da onda incidente, modifica a frequência de ressonância do AMC. Isto indica que a frequência de ressonância está associada diretamente aos modos normais de oscilação no interior do *patch* metálico, e, portanto, deve existir um comprimento efetivo na direção de oscilação do campo incidente. Ao aumentar o comprimento do retângulo na direção do campo incidente, uma redução na frequência de ressonância do AMC foi observada.

Um aumento no comprimento efetivo do sistema pode ser obtido diretamente modificando o fluxo de corrente sobre o remendo metálico, fazendo com que as cargas percorram um caminho maior entre as bordas do *patch*. Uma primeira demonstração foi realizada utilizando a forma *bowtie*. Dois tipos de AMC *bowtie* foram estudados, um partindo de formas triangulares e outra de formas circulares. Explorando a semelhança entre as bordas do *patch* quadrado e das formas *bowtie* na direção *y*, observou-se que a distribuição de campo elétrico nessas geometrias também eram similares, exceto sua intensidade e a direção do fluxo de corrente. Uma redução na frequência ressonante maior que 1 GHz foi alcançada.

Ainda nesse contexto, uma geometria simples, bastante utilizada para aumentar o comprimento efetivo da estrutura na área de antenas, é a *meander line*. Essa geometria foi testada como remendo metálico tanto para um AMC quanto para uma FSS. Em ambos os casos, diferentes números de meandros foram implementados. Observou-se que esse tipo de estrutura permite uma redução na distância entre a primeira e a segunda frequência de ressonância, e, de modo geral, comporta-se como um dispositivo multibanda. Além da segunda frequência de ressonância, outras frequências surgem dependendo do número de meandros utilizados. Estas novas frequências estão associadas às capacitâncias parasitas entre os “braços” da *meander line*. No caso da FSS, um dispositivo apresentando três bandas de operação foi reportado, mas a largura de banda associada à sua faixa de operação é muito pequena, de modo que uma análise para aumentar a largura de banda é necessária. Contudo, em geral, as dimensões obtidas, a frequência de operação e o comportamento multibanda dessas estruturas propostas têm

potencial para aplicação em comunicação sem fio.

CAPÍTULO 4

EFEITOS DE ACOPLAMENTO ENTRE ANTENA E AMC

*“Measure what is measurable,
and make measurable what is not so.”*

– Galileu Galilei

NESTE **Capítulo** são discutidos os efeitos de acoplamento entre antena e AMC. Em particular, o foco é avaliar o acoplamento tendo como principal variável a geometria do remendo metálico do AMC.

Inicialmente, na **seção 4.1**, AMCs com diferentes geometrias são projetadas para operar na mesma frequência de ressonância. Quatro formas de remendo metálico para a célula unitária do AMC são analisadas: quadrado, círculo, *bowtie* e a *meander line* com $N = 3$. Em seguida, na **seção 4.2**, é estabelecida uma equivalência entre uma célula unitária com *patch* circular e outra com *patch* quadrado, com o objetivo de obter duas geometrias que possuam características de impedância semelhantes. O AMC com *patch* quadrado obtido desta maneira é chamado no texto de quadrado equivalente, ou quadrado#.

Então, na **seção 4.3**, um estudo das distribuições de campo elétrico e das distribuições de corrente na superfície do AMC na presença de uma antena é apresentado.

Duas antenas diferentes são utilizadas, uma antena dipolo e uma antena *bowtie*. Essa análise permite visualizar como distribuições distintas de corrente, nas antenas, excitam a superfície do AMC.

Por fim, na [seção 4.4](#), é avaliado o desempenho da antena *bowtie* para diferentes posições sobre o AMC com *patch bowtie*. Isso permite modificar a simetria do sistema, vista pela antena, e a região cuja densidade de corrente da antena excita o AMC.

4.1 Geometrias AMCs analisadas no acoplamento

4.1.1 Célula unitária

As geometrias do AMC utilizadas na análise de acoplamento são mostradas na Figura 4.1. Para extrair a fase do coeficiente de reflexão, aqui, como na [seção 3.1.1](#), a célula unitária foi excitada por uma onda plana, com polarização linear na direção y. O *patch* metálico (na cor laranja) é assumido como PEC, por simplicidade. As geometrias foram projetadas para 5,65 GHz.

4.1.2 Fase do coeficiente de reflexão

A fase do coeficiente de reflexão das geometrias descritas na [seção 4.1.1](#) são mostradas na Figura 4.2. A largura de banda do *patch* quadrado é 12% (113 MHz) maior que do *patch* circular. De maneira semelhante, uma discrepância de cerca de 14% (75 MHz) ocorre entre o *patch bowtie* e a forma em U. Portanto, como visto na seção anterior, duas geometrias com largura de banda semelhantes devem apresentar, também, respostas parecidas, para uma onda plana.

Já foi discutido no Capítulo 3, nas seções 3.1.5 e 3.1.6, as distribuições de campo elétrico e de corrente na superfície das geometrias AMCs propostas na seção 4.1. Para facilitar a leitura, o campo elétrico e a densidade de corrente na superfície dessas AMCs, para frequência de ressonância de 5.65 GHz, são mostrados na Figura 4.3. Para uma onda com polarização na direção y, o campo elétrico na superfície apresenta maior in-

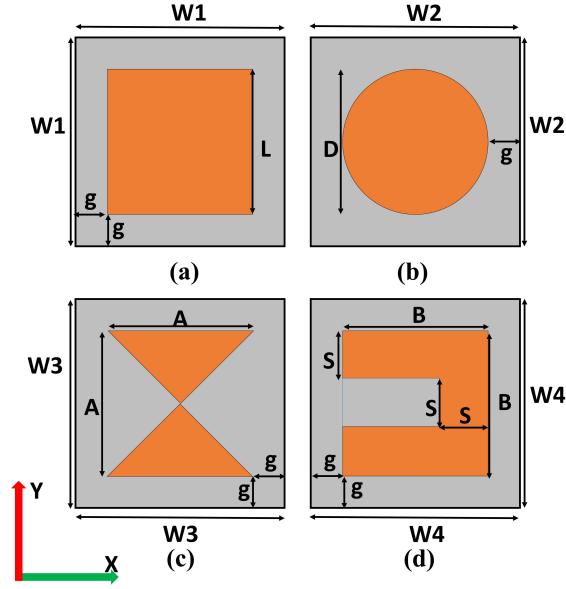


Figura 4.1: Células unitárias dos AMCs. (a) quadrado, (b) círculo, (c) *bowtie*, e (d) *meander line* com $N = 3$ (forma em U). O *patch* metálico (em laranja) é assumido como PEC. Os parâmetros mostrados acima são: $W1 = 10$ mm, $L = 9,5$ mm; $W2 = 13,5$ mm, $D = 13$ mm; $W3 = 7,5$ mm, $A = 7$ mm; $W4 = 6,9$ mm, $B = 6,4$ mm, $S = 2,133$ mm; e $g = 0,25$ mm. O substrato dielétrico (na cor cinza) tem uma espessura de 1,57 mm, a permissividade elétrica relativa de $\epsilon_r = 3,5$ e a permeabilidade magnética relativa de $\mu_r = 1$.

tensidade nas bordas em y , onde as cargas tendem a acumular ou ter o máximo da amplitude do movimento de oscilação devido ao campo. Quanto à corrente, longe das bordas, ela possui a mesma direção do campo incidente. Nas proximidades das bordas, naturalmente, o formato da borda determina a direção em que a corrente deve seguir.

4.2 Equivalência entre geometrias

Utilizando uma aproximação analítica para a impedância na superfície de uma metassuperfície formada por tiras metálicas, na referência (52) foi obtida a impedância de superfície de uma estrutura formada por buracos circulares em uma folha de metal (elemento do tipo abertura, semelhante ao mostrado na Figura 2.8 da seção 2.4.1). Na-

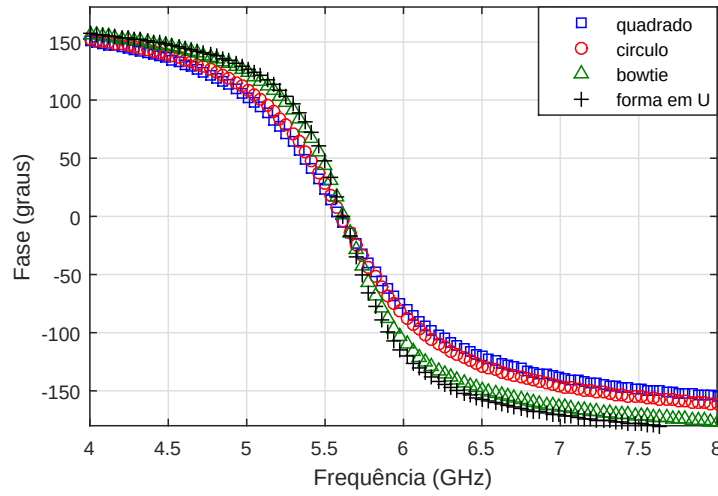


Figura 4.2: Fase do coeficiente de reflexão das figuras descritas na seção 4.1. BW1 = 983 MHz, BW2 = 870 MHz, BW3 = 606 MHz, e BW4 = 531 MHz são as larguras de banda do quadrado, círculo, *bowtie* e *U-shape*, respectivamente.

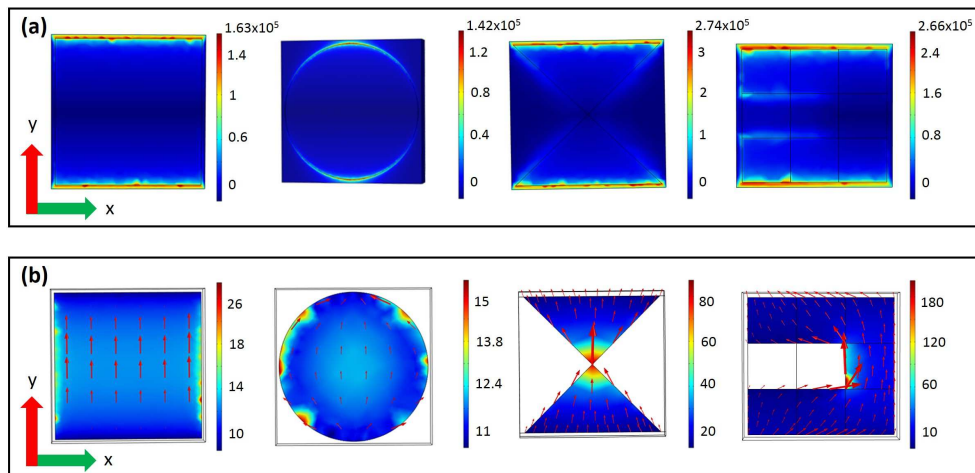


Figura 4.3: Distribuição de campo elétrico e densidade de corrente das geometrias AMCs propostas, na frequência de ressonância, 5.65 (GHz), para uma onda plana polarizada na direção y. (a) Magnitude do campo elétrico (Vm^{-1}). (b) Componente y da densidade superficial de corrente (Am^{-1}) e a distribuição de correntes (setas em vermelho).

quele trabalho, a região metálica entre dois buracos circulares adjacentes é aproximada por uma tira metálica equivalente, semelhante à tira metálica entre dois buracos com

forma quadrada, e uma largura efetiva é definida e calculada. O valor da largura efetiva, então, é utilizado em uma expressão analítica obtida para uma metassuperfície formada por elementos de abertura com forma quadrada (50).

De maneira semelhante, nesta seção é mostrado que um AMC com *patch* circular possui uma geometria equivalente, ao *patch* quadrado. Um pouco diferente do que foi feito na referência (52), neste trabalho, uma largura efetiva é obtida, de maneira simples, por meio do mapeamento do círculo em um quadrado de mesma área ($A_{circulo} = A_{quadrado}$), como mostrado na Figura 4.4. Além disso, abordou-se apenas o caso de uma onda plana com incidência normal.

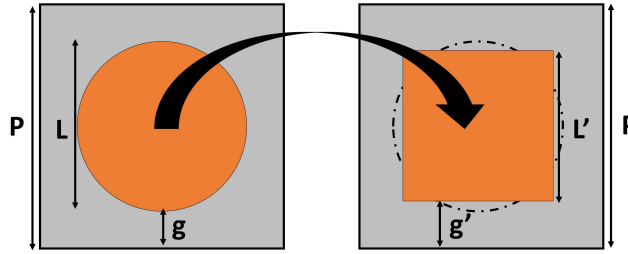


Figura 4.4: Obtenção de uma célula unitária equivalente.

O comprimento efetivo, $L_{eff} = L'$, é obtido por

$$L_{eff} = \sqrt{A_{circulo}}, \quad (4.1)$$

tal que a largura efetiva, $g_{eff} = g'$, é dada por

$$g_{eff} = \frac{P - L_{eff}}{2}. \quad (4.2)$$

Para o *patch* circular mostrado na seção 4.1 seu quadrado equivalente denotado como quadrado#1 possui uma largura efetiva de $g_{eff} \approx 0.10$ mm. A impedância do grid (50; 51) pode ser obtida das Equações 2.8 e 2.9 para incidência normal como

$$Z_g^{TEM} = -j \frac{\eta_{eff}}{2\alpha}. \quad (4.3)$$

Para $\alpha < 0.5$, o caso abordado neste trabalho, a referência (50) sugere uma

aproximação mais precisa para o parâmetro de rede da Equação 2.11, que leva em conta termos de alta ordem, ver referência (92). Para uma onda com incidência normal, as componentes x e y do vetor de onda do campo incidente é igual a zero, $k_x = k_y = 0$, de modo que o parâmetro de rede pode ser reescrito por (50; 92)

$$\alpha = \frac{k_{eff}p}{\pi} \left[\log \left(\frac{2p}{\pi g_{eff}} \right) + \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left(\frac{2\pi}{4(\pi^2 n^2 - k_{eff}^2 p^2)} - \frac{1}{|n|} \right) \right]. \quad (4.4)$$

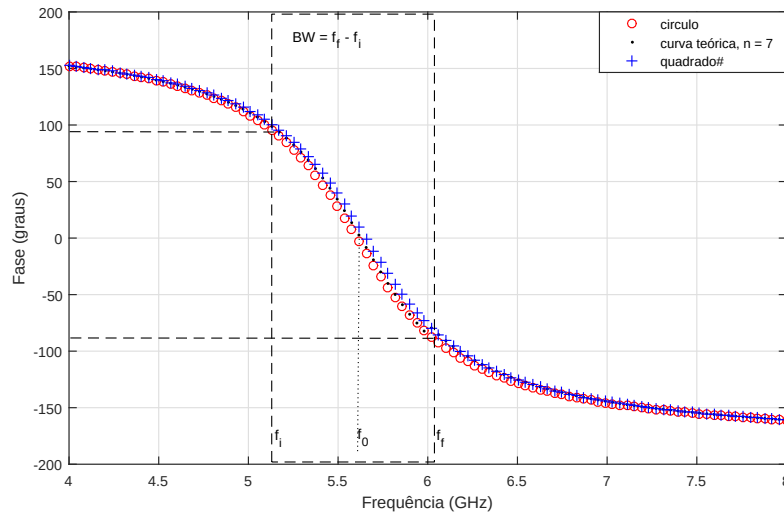


Figura 4.5: Comparação entre as fases do coeficiente de reflexão do *patch* circular e seu quadrado equivalente. É utilizado uma onda incidente com polarização na direção y. A curva pontilhada corresponde ao resultado teórico obtido para $n = 7$ na equação 4.4.

A Figura 4.5 mostra a fase do coeficiente de reflexão do círculo e de seu quadrado equivalente. A curva teórica é obtida utilizando $n = 7$. Nota-se boa concordância entre as curvas. Em termos gerais, desde que o comprimento de onda de operação é muito maior que o período da rede, a concordância vista na Figura 4.5 pode ser interpretada da seguinte maneira: para uma onda plana incidente normal a superfície, a matriz de elementos de um *patch* circular é vista, por uma onda plana, como uma matriz de *patches* quadrados#. Em outras palavras, a resposta das duas geometrias é similar, para uma onda plana.

4.3 Análise da antena sobre AMC com 4×4 elementos

4.3.1 Antenas avaliadas

O projeto das antenas e o das células unitárias do AMC foram realizados separadamente. A Figura 4.6 mostra as geometrias das antenas estudadas. A primeira antena é o dipolo mostrado na Figura 4.6 (a), modelado no software COMSOL de maneira semelhante àquela descrita na seção 2.6.2. Esse dipolo foi projetado para operar em 5,92 GHz, de modo que possua comportamento capacitivo dentro da largura de banda de operação do AMC. De maneira semelhante, projetada para apresentar comportamento capacitivo dentro da largura de banda do AMC, a antena *bowtie* da Figura 1 (b) foi projetada para operar em 5,72 GHz. Seu *patch* metálico é assumido como PEC. Em ambos os casos, uma porta (cor verde na Figura 1 (a) - (b)) de 50Ω de impedância é imposta.

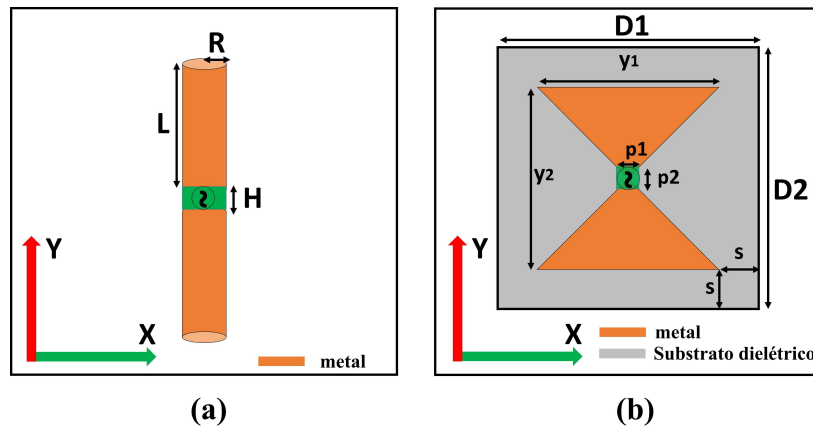


Figura 4.6: Geometria das antenas propostas. (a) vista de cima da antena dipolo, (b) vista de cima da antena *bowtie*. Para a antena dipolo, a parte metálica é assumida como cobre e os seus parâmetros de projeto são: $L = 11.44$ mm, $R = 0.57$ mm, $H = 0.12$ mm. Para a antena *bowtie*, a parte metálica é assumida como PEC e os seus parâmetros são: $D1 = 8.68$ mm, $D2 = 16.07$ mm, $y1 = 6.99$ mm, $y2 = 14.38$ mm, $p1 = 0.251$ mm, $p2 = 0.517$ mm, $s = 1.69$ mm, espessura do substrato de 1.57 mm, permissividade elétrica relativa $\epsilon_r = 3.5$ e permeabilidade magnética relativa $\mu_r = 1$.

As antenas são colocadas sobre a superfície do AMC a uma distância h de $\lambda/30$, onde λ é o comprimento de onda de operação das antenas no espaço livre. O domínio

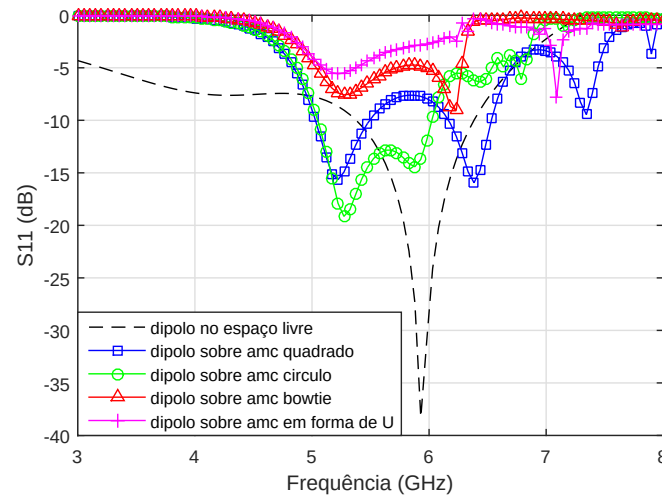
do ar ao redor das antenas é modelado como uma esfera com raio $r_{dipolo} = 2,5L$ para antena dipolo, e $r_{bowtie} = 1,25$ (y2) para antena *bowtie*, que é aproximadamente o limite entre o campo próximo e o campo distante (32). O domínio é truncado com uma PML. A malha é ajustada automaticamente, mas é fixado o tamanho máximo do elemento, sendo $\lambda/10$. Para comparar o desempenho das antenas para diferentes formas do *patch* metálico do AMC, é usado uma matriz AMC com 4×4 células unitárias.

4.3.2 Parâmetro $|S_{11}|$

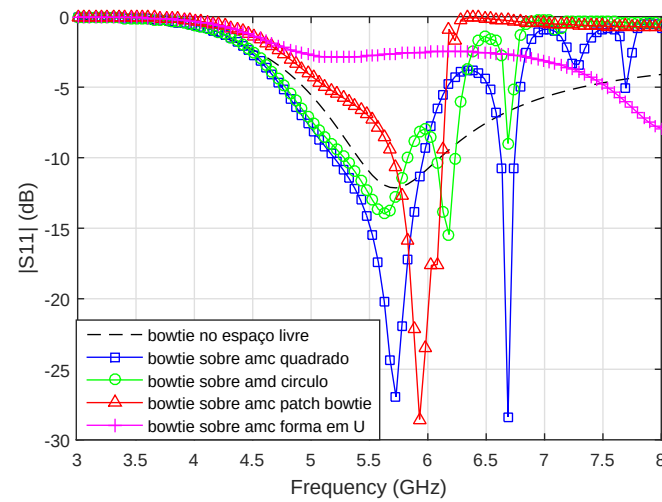
O parâmetro $|S_{11}|$ das antenas dipolo e *bowtie* é mostrado na Figura 4.7 para o caso de um AMC com matriz de 4×4 elementos. Apesar das semelhanças na largura de banda da operação do AMC, as respostas das antenas são significativamente diferentes para cada geometria. No caso da antena dipolo, veja a Figura 4.7 (a), o AMC com elemento circular melhora a largura de banda de impedância da antena, enquanto que o *patch* quadrado excita uma frequência de ressonância adicional. Embora ambas as geometrias promovam uma miniaturização da antena, o *patch* circular atinge uma redução maior na perda de retorno. O elemento condutor com forma em U e o *patch bowtie* leva à degradação da resposta da antena. Por outro lado, para a antena *bowtie*, na Figura 4.7 (b), o *patch bowtie* reduz a perda de retorno da antena, enquanto o *patch* em forma de U ainda degrada o sinal da antena. Além disso, observe que o *patch* quadrado apresenta uma redução maior na perda de retorno do que o elemento circular, e excita uma frequência de ressonância adicional.

Estes resultados indicam que existe um forte acoplamento mútuo entre a antena e o plano de terra do AMC, devido à geometria do elemento condutor. Particularmente, para mostrar que o desempenho da antena depende da forma geométrica do elemento condutor, e não apenas da largura de banda do AMC, o parâmetro $|S_{11}|$ para antenas sobre *patch* circular e sua forma equivalente, *patch* quadrado# são mostradas na Figura 4.8. A antena sobre o elemento circular é tomada como referência. A linha tracejada indica a diferença principal entre o remendo circular e o *patch* quadrado.

Na Figura 4.8 (a), a “igualdade” na largura de banda dos AMCs (veja a Figura 4.5) garante à antena, sobre o *patch* quadrado#, que o parâmetro $|S_{11}|$ seja similar dentro



(a)

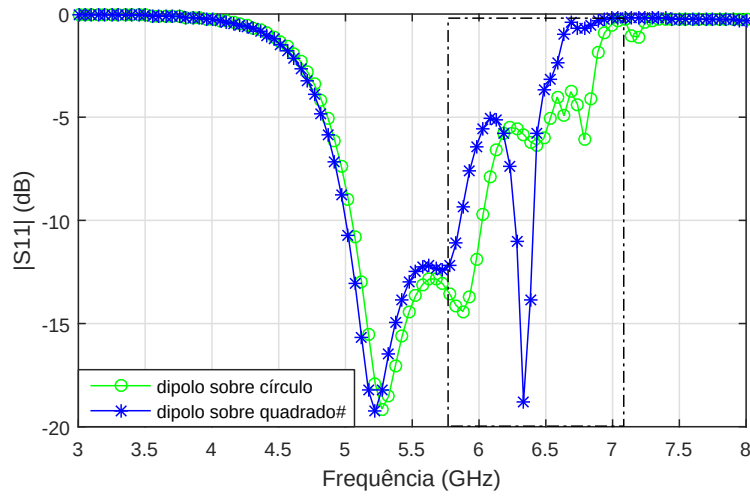


(b)

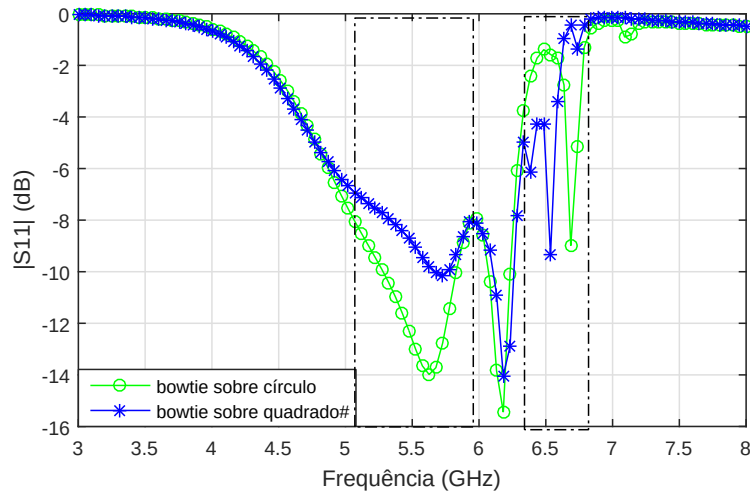
Figura 4.7: Parâmetro $|S_{11}|$ da antena sobre as estruturas AMCs descritas na seção 4.1. (a) antena dipolo e (b) antena *bowtie*.

de quase toda a largura de banda de impedância, mas o remendo quadrado, ainda, excita uma nova frequência de ressonância, como visto na Figura 4.7 (a). Na Figura 4.8 (b) a forma da largura de banda de impedância é mantida, mas a perda de retorno do *patch* quadrado# é maior dentro desta região.

Para entender o desempenho de uma antena colocada sobre um AMC, do ponto



(a)



(b)

Figura 4.8: Parâmetro $|S_{11}|$ da antena sobre os AMCs com *patch* circular da seção 4.1 e seu caso equivalente, quadrado#. (a) antena dipolo e (b) antena bowtie.

de vista da perda de retorno, algumas considerações devem ser levadas em conta. Primeiro, as ondas irradiadas pelas antenas não são planas. Segundo, ao contrário do que é simulado, a matriz AMC real é finita, com $n \times m$ elementos. Portanto, a frequência de ressonância real do AMC é diferente daquela projetada.

Além disso, sabe-se que o AMC apresenta comportamento indutivo abaixo de

sua frequência de ressonância e capacitivo acima (5). Por esse motivo, caso a antena e o projeto do AMC forem realizados de forma separada, como neste trabalho, a frequência inicial de operação da antena deve ser escolhida a partir do conhecimento de seu comportamento reativo (22).

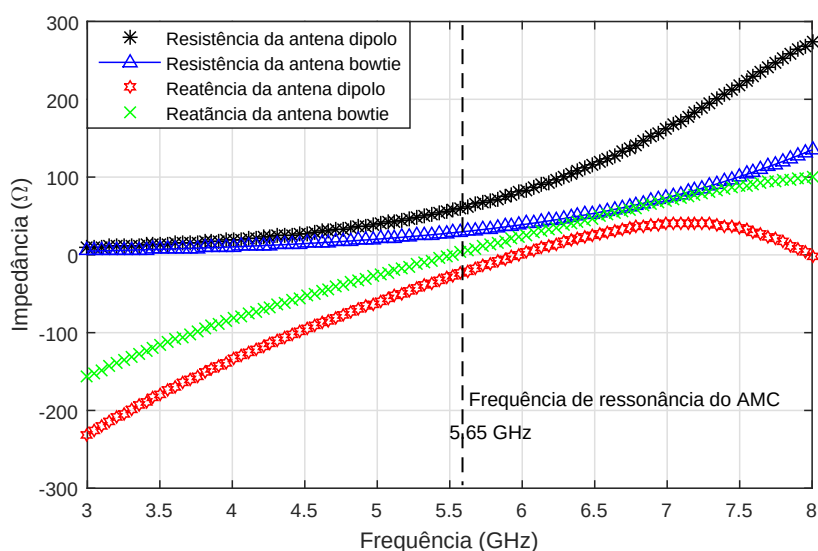


Figura 4.9: Impedância das antenas dipolo e bowtie no espaço livre.

A Figura 4.9 mostra a impedância das antenas propostas. As antenas são capacitivas para frequências menores que 5,65 GHz. Logo, abaixo dessa frequência, uma miniaturização das antenas é esperada, devido a uma melhoria no casamento de impedância. Por outro lado, o casamento de impedância depende de quanto a frequência de ressonância do AMC foi alterada.

Os desvios na frequência de ressonância do AMC podem ser analisados a partir do ponto de vista de uma onda plana. Na Figura 4.10, se apenas pequenos ângulos θ , a partir da direção $-z$, forem considerados, um ângulo sólido ω pode ser definido, de modo que a frente de onda incidente na superfície do AMC possa ser considerada plana. Portanto, para uma distância h entre a antena e o AMC, sobre o AMC há uma região S , que é a sobreposição de todos os círculos de área V , que a incidência é praticamente plana. Consequentemente, nesta região, o campo elétrico e as distribuições de corrente devem ser similares àqueles mostrados na Figura 4.3.

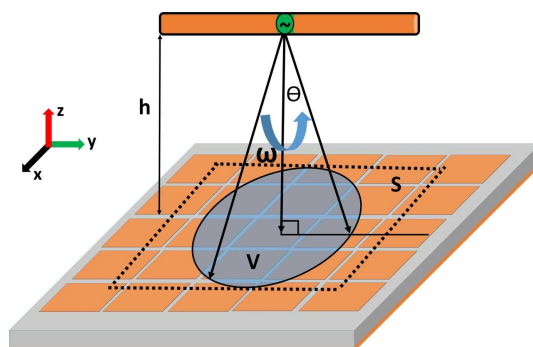


Figura 4.10: Ilustração da região, S , em que a onda incidente pode ser considerada plana. ω é o ângulo sólido.

A Figura 4.11 mostra a distribuição de corrente tanto na superfície do AMC quanto da antenas, na frequência de ressonância, para casos com largura de banda de impedância de -10 dB. Note que há uma região S (linha tracejada na Figura 4.11 (a) - (e)), no *patch* metálico do AMC, com uma distribuição de corrente similar à descrita na Figura 4.3. Fora desta região, observa-se um vórtice de corrente devido à incidência oblíqua das ondas.

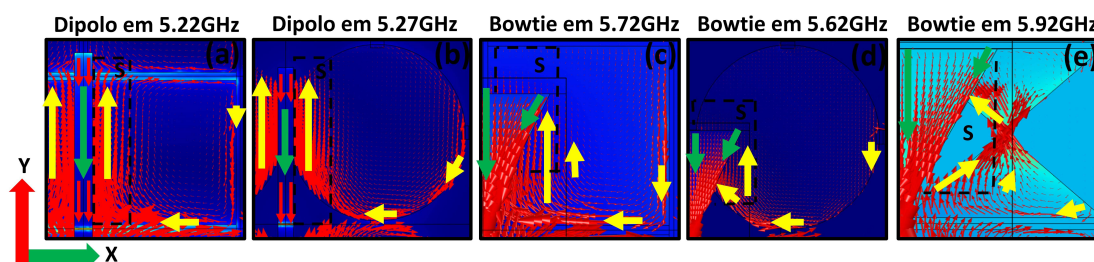


Figura 4.11: Distribuição de corrente sobre a superfície do AMC devido a proximidade de uma antena dipolo. A antena é centrada sobre um matriz AMC de 4×4 elementos. As setas verdes e amarelas representam a direção da corrente sobre a superfície da antena e do AMC, respectivamente. (a) dipolo sobre um *patch* quadrado, (b) dipolo sobre um *patch* circular, (c) antena *bowtie* sobre um *patch* quadrado, (d) antena *bowtie* sobre um *patch* circular, e (e) antena *bowtie* sobre um *patch* com forma *bowtie*.

Uma maneira de melhorar a frequência de ressonância real do AMC, comparada àquela projetada, é aumentar a área S . Isso é equivalente a aumentar a distância h ou as dimensões da antena. Por essa razão, para antenas com dimensões fixas, as caracterís-

ticas de casamento de impedância e largura de banda de uma antena sobre uma AMC estão relacionadas à distância h , conforme observado na referência (66). Por outro lado, para uma antena fixada a uma distância h acima do AMC, caso a geometria do elemento condutor for alterada, a porcentagem, da célula unitária e do *patch* metálico, exposta à região S também será modificada.

No referencial da antena, isso é equivalente a modificar o número de elementos na matriz de elementos do AMC. Por exemplo, considere dois AMCs com matriz de 4×4 elementos, porém, com elementos condutores de diferentes geometrias, como os *patches* quadrado e o circular. No referencial da antena, o AMC com *patch* circular corresponde a uma matriz de elementos maior que 4×4 , quando comparado ao AMC de *patch* quadrado.

No referencial do AMC, para manter a mesma porcentagem da célula unitária exposta à região S, é necessária uma variação nas dimensões da antena. Portanto, para uma antena fixa a uma distância h , as dimensões otimizadas da antena dependem das dimensões da célula da unidade de AMCs e da forma geométrica dos elementos condutores, como observado na referência (45).

Do ponto de vista eletromagnético, o desempenho da antena está associado à interação de sua distribuição de corrente com a distribuição de corrente na superfície do AMC. Verificou-se que a direção da corrente próximo à borda é semelhante ao formato da margem do elemento condutor Figura 4.3 e 4.11. Fato semelhante ocorre nas antenas, pois para antenas com a mesma geometria do elementos condutores do AMC, suas distribuições de correntes são semelhantes à observada na superfície do AMC (6; 136). Portanto, basicamente, existe duas distribuições de corrente característica, tanto no AMC quanto na antena. Uma longe das bordas, cuja direção é majoritariamente determinada pelo campo elétrico incidente, e outra cuja direção é determinada pelo formato das margens do elemento condutor. O acoplamento entre antena e AMC está associado a estas correntes.

Por simplicidade, considere que uma determinada direção de corrente tanto no AMC quanto na antena possa ser modelada como um fio condutor conduzindo uma corrente não uniforme, i_{amc} e i_a , respectivamente. Então, genericamente, uma corrente na antena faz um ângulo θ com uma corrente no AMC, como ilustrado na Figura 4.12.

No espaço ao redor e na superfície da antena, a magnitude dos campos magnéticos são a sobreposição dos campos magnéticos produzidos pelas correntes na antena e pelas correntes no AMC. Localmente, estas sobreposições podem melhorar ou degradar os campos da antena. Em princípio, existem quatro casos, descritos como I, II, III e IV na figura 4.12. Observa-se que os campos magnéticos nas regiões I e III se somam, enquanto nas regiões II e IV a interação entre os campos degrada o sinal. Portanto, as características de irradiação da antena dependem fortemente da geometria do elemento condutor e da simetria das células unitária do AMC, bem como da geometria da própria antena.

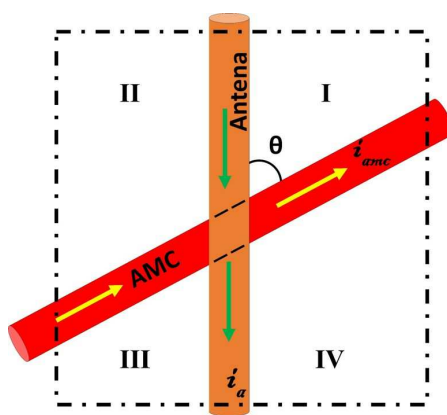


Figura 4.12: Ilustração do acoplamento magnético entre as correntes na superfície da antena e do AMC.

Na referência (45) é relatado que um AMC com *patch* circular fornece o melhor desempenho para uma antena *microstrip* circular com polarização circular. Deve-se levar em conta que a frequência de ressonância das geometrias analisadas depende da polarização da onda incidente. Entretanto, na frequência de ressonância, a antena *microstrip* circular (137) possui uma distribuição de corrente similar à do AMC com *patch* metálico circular. Assim, o acoplamento magnético entre esta antena e o *patch* circular pode gerar interferência construtiva entre os campos da antena e do AMC.

Da mesma forma, neste trabalho, a antena *bowtie* (136) apresenta uma distribuição de corrente similar àquela do AMC com elemento condutor com forma *bowtie* e o desempenho da antena é bom. Por outro lado, observe que na direção x , a célula unitária do AMC com elemento condutor em forma de U é menos simétrica do que as outras

geometrias estudadas em relação ao campo incidente. Como resultado, para ambas as antenas, a forma em U apresenta o pior desempenho, para a mesma distância h .

4.3.3 Ganho e HPBW

A Tabela 4.1 mostra valores aproximados de alguns parâmetros da antena dipolo para o plano E. Uma melhoria no ganho já é esperada. Porém, nota-se uma variação no HPBW dependente da geometria do *patch* metálico do AMC. Além disso, como pode ser observado na Figura 4.13, devido às distribuições de corrente características no AMC com *patch bowtie*, no caso da antena *bowtie* uma mudança na direção de ganho máxima no plano H é observada.

	Ganho (dBi)	Razão frente costa (dBi)	HPBW (graus)
Espaço livre	2.15	0	37.5°
Patch quadrado	7.86	31.10	38.5°
Patch quadrado#	8.44	30.88	33.2°
Patch circular	8.53	32.63	33.3°

Tabela 4.1: Desempenho do dipolo sobre diferentes geometrias AMCs. A primeira coluna, da esquerda para direita, indica os tipos de geometrias avaliadas, incluindo a antena no espaço livre. Os valores são aproximados.

Além disso, no plano E, o *patch bowtie* tem o menor ganho quando comparado aos *patches* quadrado e circular, como pode ser visto na Tabela 4.2. No caso de elementos condutores com forma quadrada e circulares, na Figura 4.11 (a) - (d) é visto que dentro da região S as correntes na superfície do AMC são, em média, paralelas às correntes nas antenas, então um ganho máximo é visto na direção $+z$. Note que as correntes na região do vórtice têm uma magnitude menor, então, sua contribuição para o ganho é mais fraca. Além disso, observe que a ampliação da área da célula unitária do AMC contribui para aumentar a razão frente-costa da antena, como mostrado na terceira coluna da Tabela 4.2.

A Figura 4.14 mostra a largura do feixe em meia potência (HPBW) das antenas. Observa-se que a HPBW é fortemente afetada pela forma do elemento condutor, devido aos ângulos entre as correntes na antena e no AMC. Particularmente, a antena *bowtie*

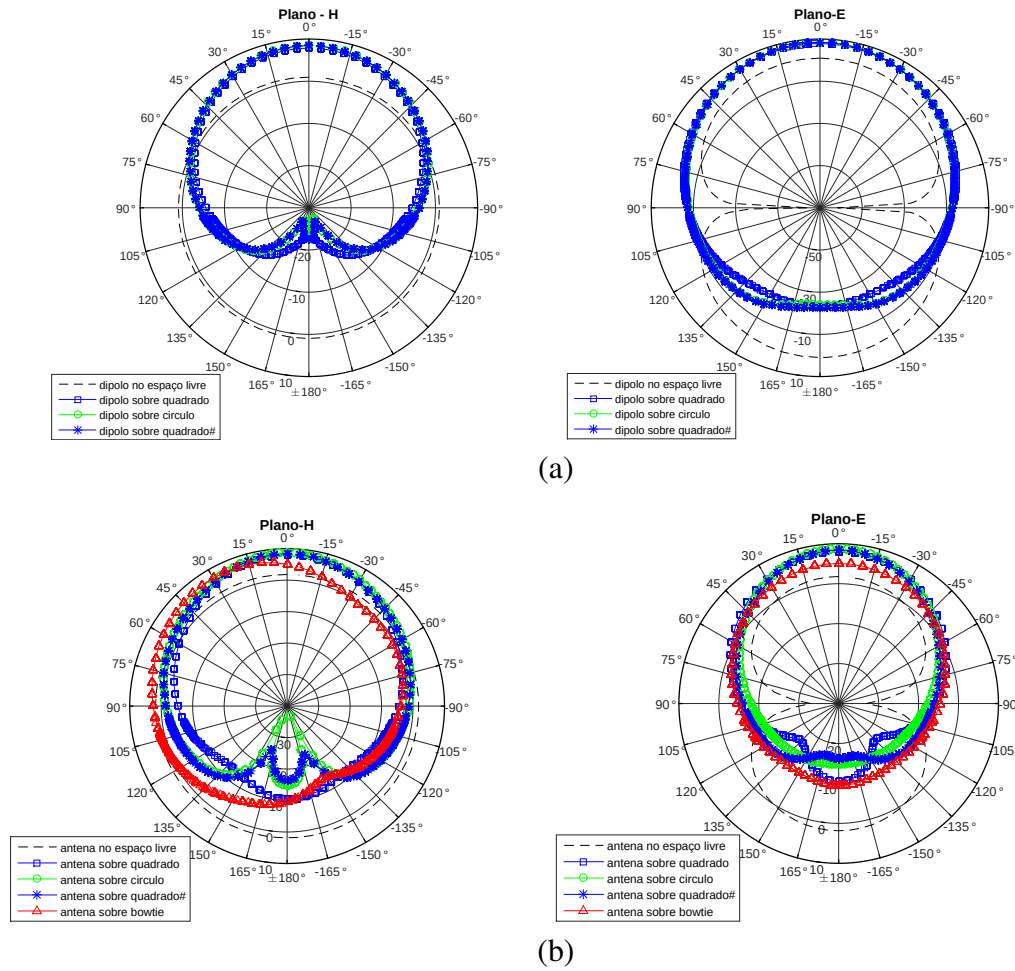


Figura 4.13: Ganho (dBi) das antenas sobre os AMCs. O ângulo 0° está orientado na direção positiva do eixo z. (a) dipolo e (b) antena *bowtie*.

	Ganho (dBi)	Razão frente costa (dBi)	HPBW (graus)
Espaço livre	1.8504	0	42°
Patch quadrado	7.99	18.48	36°
Patch quadrado#	8.42	25.13	30°
Patch circular	8.71	23.58	29°
Patch bowtie	5.06	14.56	45°

Tabela 4.2: Desempenho da antena *bowtie* sobre diferentes geometrias AMCs. A primeira coluna, da esquerda para direita, indica os tipos de geometrias avaliadas, incluindo a antena no espaço livre. Os valores são aproximados.

sobre o AMC com elemento condutor com forma *bowtie* apresenta um HPBW de $\pm 45^\circ$ no plano E, ver a quarta coluna da Tabela 4.2, o que é uma melhoria de cerca de 16% em comparação com a antena *bowtie* no espaço livre.

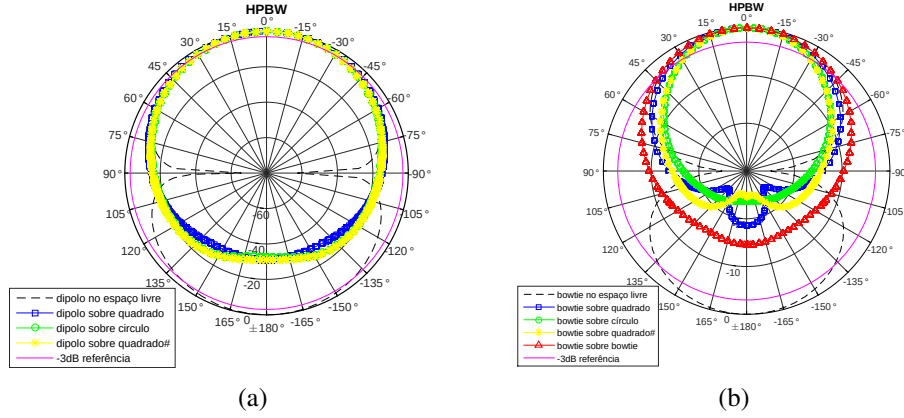


Figura 4.14: Largura do feixe em meia potência (HPBW) das antenas sobre diferentes geometrias AMCs, no plano E. O ângulo 0° está orientado na direção positiva do eixo z. (a) dipolo e (b) antena *bowtie*.

Levando tudo isso em consideração, a geometria do *patch* pode ser explorada para obter um aprimoramento da largura do feixe para aplicações que exigem grandes características de resolução angular. Ainda, como o desempenho da antena depende dos ângulos entre as correntes da antena e do AMC, também pode ser uma função da posição da antena sobre o AMC.

4.4 Desempenho da antena em diferentes posições sobre o AMC

4.4.1 Descrição das posições

Quatro posições diferentes para a antena *bowtie* sobre o AMC com *patch bowtie* são analisadas, como mostrado na Figura 4.15. A quantidade de células unitárias mostrada na imagem é meramente ilustrativa. De modo geral, considere que a antena é centralizada sobre uma matriz AMC de $n \times m$ elementos, onde n representa a direção X e m a direção Y. A posição mostrada na Figura 4.15 (a) corresponde a uma matriz

$n \times m$, onde n e m são números pares. Da mesma forma, a Figura 4.15 (b) representa uma matriz onde n é um número ímpar e m é um número par. Inversamente, se n é um número par e m é um número ímpar, essa composição representa a matriz mostrada na Figura 4.15 (c). Por fim, a Figura 4.15 (d) corresponde ao caso em que $n \times m$ é uma matriz com n e m ímpar. Nesse cenário, para verificar o desempenho da antena como uma função da posição foram utilizadas as seguintes matrizes: (a) 4×4 , 6×6 ; (b) 5×4 ; (c) 4×5 ; (d) 5×5 .

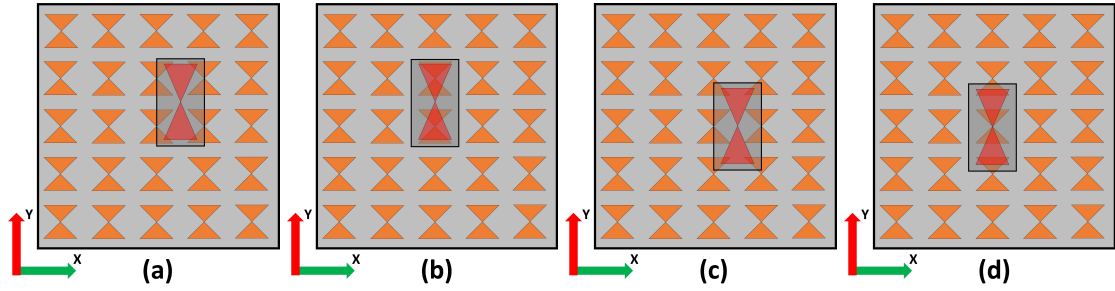


Figura 4.15: Posições da antena *bowtie* sobre as estruturas AMC. O número de células é meramente ilustrativo. As imagens representam uma matriz com $n \times m$ elementos, onde n e m são inteiros positivos, ímpares ou pares.

4.4.2 $|S_{11}|$, ganho e HPBW

Em teoria, ao aumentar o número de células unitárias em um matriz AMCs melhora-se sua frequência de ressonância, aproximando-a do valor projetado. Como resultado, espera-se um aprimoramento no desempenho da antena.

A Figura 4.16 exibe o parâmetro $|S_{11}|$ para uma antena *bowtie* colocada sobre um AMC de $n \times m$ elementos formado por elementos condutores, também, com forma *bowtie*. Como pode ser visto, se o centro da antena estiver posicionado sobre o ponto médio da matriz AMCs, o desempenho da antena depende do número de células unitárias da matriz de AMC, pois devido aos ângulos entre as correntes na antena e as correntes induzidas no AMC. Note que, apesar dos AMCs de matrizes 4×5 , 5×4 e 5×5 possuírem um número maior de elementos, o casamento de impedância e a largura de banda resultante nesses casos são piores. No entanto, se a posição da antena é

mantida constante, no referencial da antena, por exemplo, se a matriz AMC é aumentada de 4×4 para 6×6 , esse aumento no tamanho da matriz do AMC corresponde a uma melhoria no desempenho da antena e uma redução na frequência de ressonância da antena é observada.

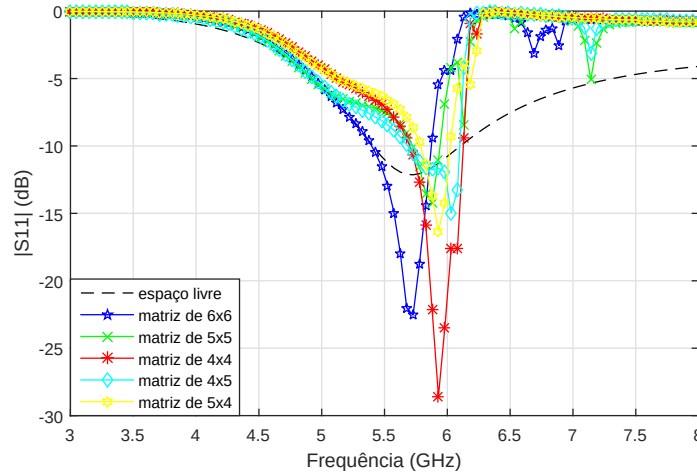


Figura 4.16: Parâmetro $|S_{11}|$ para uma antena *bowtie* centrada sobre uma estrutura AMC de matriz de $n \times m$ elementos.

Por meio da Tabela 4.3 é possível observar uma melhoria no ganho, devido ao aumento no tamanho da matriz, mas à custa de uma redução na relação frente-costa, exceto no caso da matriz 5×4 . Ainda, como mostrado na Figura 4.17, observa-se que a rotação no plano H depende da posição da antena sobre o AMC.

	Ganho (dBi)	Razão frente costa (dBi)	HPBW (graus)
Espaço livre	1.8504	0	42°
4×4	5.07	14.56	45°
5×4	6.96	19.55	43°
4×5	6.71	9.33	37.5°
5×5	6.83	13.93	38.3°
6×6	6.78	13.023	44°

Tabela 4.3: Desempenho da antena *bowtie* em diferentes posições sobre o AMC com geometria *bowtie*. A primeira coluna, da esquerda para direita, indica o número de célula unitária utilizada para estabelecer as posições. É incluído a antena no espaço livre. Os valores são aproximados.

A Figura 4.18 apresenta o HPBW do plano E, para diferentes matrizes. A largura do feixe depende da posição da antena sobre a AMC também, veja também a quarta coluna da Tabela 4.3. Isso indica que, efetivamente, a relação dos ângulos entre a antena e as correntes do AMC tem um papel importante no acoplamento.

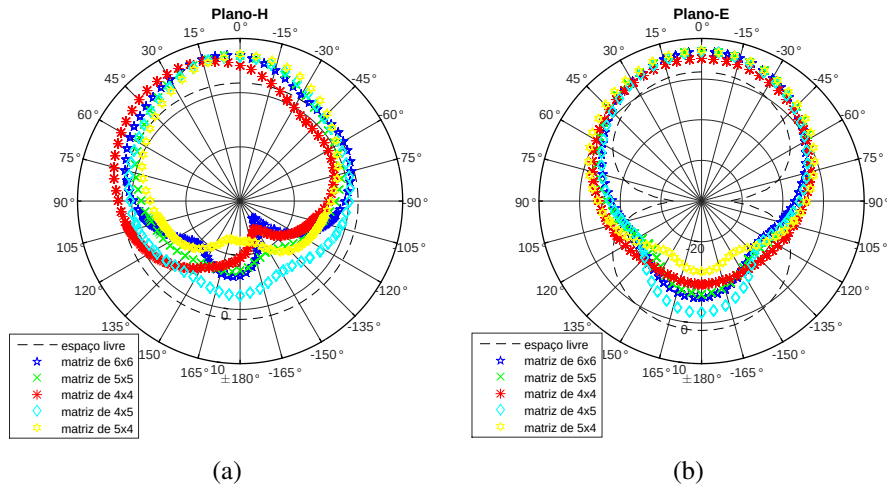


Figura 4.17: Ganho (dBi) para a antena *bowtie* centrada sobre um *patch* metálico com forma *bowtie* e $n \times m$ elementos. O ângulo 0° está orientado na direção positiva do eixo Z.

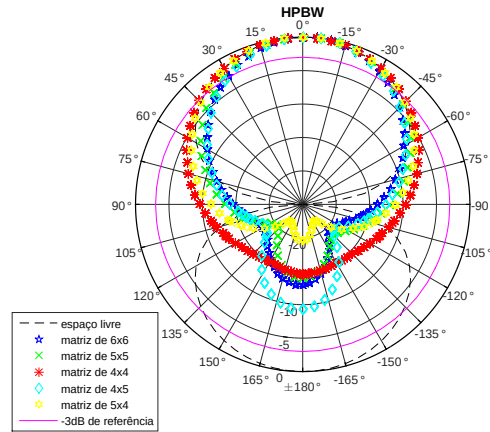


Figura 4.18: Largura de feixe em meia potência (HPBW), plano E, da antena *bowtie* centrada sobre um *patch* metálico com forma *bowtie* e $n \times m$ elementos. O ângulo 0° está orientado na direção positiva do eixo z.

4.5 Conclusões

Neste capítulo foram estudados numericamente os efeitos de acoplamento entre antena e AMC. Basicamente, o estudo apresentado aqui faz alusão ao desempenho de uma antena em função da forma geométrica dos elementos condutores do AMC. No capítulo anterior, foi visto que a geometria do remendo metálico define a distribuição de corrente na superfície do AMC e a distribuição de campo elétrico entre os *patches* metálicos adjacentes. Do referencial da antena, por exemplo, essas correntes podem possuir um ângulo em relação às correntes na superfície da antena. Na prática, as correntes envolvidas no sistema podem perceber vários ângulos entre si, produzindo, por exemplo, campos magnéticos que sobrepostos em torno da antena podem afetar vários parâmetros da antena, como o ganho, HPBW e a razão frente-costa.

Nesse estudo, o desempenho de uma mesma antena foi avaliado sobre diferentes geometrias AMCs. No entanto, a comparação é feita nos casos em que as geometrias AMCs obtidas possuíam largura de banda de operação semelhantes, geometrias equivalentes. Nesse caso, pôde-se observar que as dimensões da célula unitária do AMC estão diretamente relacionadas à largura de banda de impedância da antena, enquanto que a geometria do remendo metálico está associada a outros efeitos, como a excitação de novas frequências ressonantes e a rotação da direção de máximo ganho no plano-H.

Ainda, verificou-se também que o desempenho da antena depende da sua distância h ao plano de terra do AMC devido ao ângulo da onda incidente. Um aumento em h significa que a frente de onda se torna mais plana na superfície do AMC e, como resultado, um melhor casamento de impedância entre antena e AMC é observado. Agora, considerando uma distância h fixa, as dimensões das antenas otimizadas dependem da área da célula unitária do AMC e da geometria do *patch* metálico. A análise numérica também evidenciou alterações na resposta da antena devido ao posicionamento da antena sobre o AMC. Nesse caso, os parâmetros HPBW, ganho e a razão frente-costa são dependentes da posição da antena sobre o AMC e do número de células unitárias na matriz AMC.

CAPÍTULO 5

CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS

*“Success consists of going from failure
to failure without loss of enthusiasm.”*

– Winston Churchill

NESTA tese estudou-se a miniaturização de condutores magnéticos artificiais (AMC) sem vias para aplicação em antenas. Para esse fim, num primeiro momento, foi realizado um estudo das variações na frequência de ressonância em função dos parâmetros de projeto. Um *patch* quadrado foi utilizado como geometria de referência. Ao avaliar o papel da largura e do comprimento do *patch* quadrado na miniaturização, observou-se que apenas alterações nas dimensões do elemento condutor na mesma direção de polarização da onda incidente provocam variação na frequência de ressonância. Logo a frequência de ressonância do AMC também está associada aos modos normais de oscilação no interior do *patch* metálico, e, portanto, indicando que existe um comprimento efetivo associado à estrutura na direção de oscilação do campo.

Com o auxílio das distribuições de corrente, foi visto que na região metálica, distante das bordas, as correntes possuem a mesma direção do campo elétrico aplicado à superfície. Na realidade, a forma geométrica do *patch* metálico induz alterações na distribuição de campo elétrico e na direção da corrente nas proximidades de suas bordas.

Em outras palavras, a forma geométrica determina como ocorre o fluxo de corrente na superfície do elemento condutor. Modificações no *patch* metálico feitas por meio de ranhuras, por exemplo, permitem alterar o comprimento efetivo da estrutura.

De maneira geral, para obter miniaturização, explorou-se o aumento no comprimento efetivo da estrutura, de maneira a proporcionar a maior concentração de cargas nas bordas do elemento condutor, para aumentar a capacitância dos capacitores formados entre *patches* adjacentes. Nesse contexto, como primeiro exemplo, explorou-se as similaridades entre as bordas na direção y do *patch* quadrado e das formas *bowtie*. Observou-se que as distribuições de campo elétrico em ambas geometrias eram semelhantes, contudo, divergiam quanto a direção do fluxo de corrente. A forma *bowtie* apresentou uma redução na frequência de ressonância maior que 1 GHz.

Assim, sabendo que a geometria *meander line* é bastante utilizada na área de antenas para aumentar o comprimento efetivo das estruturas, foi avaliada a resposta do AMC com elemento condutor com geometria *meander line*. Nesse estudo, como contribuição, observou-se que esse tipo de estrutura permite uma redução na distância entre a primeira e a segunda frequência de ressonância, e, de modo geral, comporta-se como um dispositivo multibanda. Além disso, o surgimento das várias frequências depende do número de meandros utilizados. Estas novas frequências estão associadas às capacitâncias parasitas que surgem do acoplamento elétrico entre os “braços” da *meander line*. Devido as frequências de operação, a estrutura proposta tem potencial aplicação na comunicação sem fio.

Em princípio, o AMC sem vias é uma FSS colocada sobre um plano condutor. Por essa razão, em termos de miniaturização, espera-se que a utilização da geometria *meander line* produza resultados semelhantes para as superfícies seletivas em frequência (FSS). Outra contribuição surgiu ao investigar numericamente o coeficiente de transmissão de uma FSS com geometria *meander line*. Similar ao ocorrido no caso do AMC, além de uma redução na frequência ressonância, outras bandas surgiram em função do número de meandros utilizados. Além disso, uma redução na razão primeira/segunda frequência de ressonância também foi observada, mostrando efetivamente que há uma correlação entre frequência de ressonância e o comprimento efetivo. Um dispositivo que apresenta três bandas de operação é relatado, mas a largura de banda associada à sua faixa de operação é muito pequena, de modo que uma estudo para aumentar a

largura de banda é necessária.

Contudo, ao longo dos estudos foi observado que a simples miniaturização do AMC não garante a aplicabilidade dessa estrutura a qualquer tipo de antena. Na verdade, devido aos efeitos de acoplamento, a geometria e a simetria dos elementos condutores do AMC influenciam no desempenho das antenas. Por isso, num segundo momento, nesta tese, buscou-se compreender como as distribuições de corrente, sobre o AMC, afetam a resposta da antena. Vale ressaltar que, apesar de diferentes, as geometrias analisadas foram projetadas para possuírem frequência e largura de bandas semelhantes.

Foi visto que, do referencial da antena, as correntes no AMC formam ângulos com as correntes na antena. Portanto, ao redor da antena existem regiões de interferência construtiva e de interferência destrutiva para os campos. Como contribuição, durante a análise numérica observou-se que pode ocorrer uma rotação no plano H do ganho, uma melhoria no HPBW e alterações na relação frente-costa da antena devido à forma geométrica dos elementos condutores do AMC.

Por outro lado, foi observado que a largura de banda da impedância da antena está relacionada às dimensões da célula unitária do AMC, enquanto que a forma do *patch* metálico do AMC está associada a outros efeitos de acoplamento, como a excitação de novas frequências ressonantes, devido aos modos harmônicos associados à estrutura.

Ainda, foi visto que um aumento em h significa que a frente de onda se torna mais plana na superfície da AMC, e, portanto, a frequência de ressonância do AMC torna-se mais próxima daquela para a qual foi projetada. Como resultado, um melhor casamento de impedância entre antena e AMC é observado. Por outro lado, para uma distância h fixa, as dimensões das antenas otimizadas dependem da área da célula unitária do AMC e da geometria do *patch* metálico.

Portanto, uma escolha adequada da geometria do *patch* metálico é muito relevante nas aplicações em antenas. Por esse motivo, um longo caminho na pesquisa de metassuperfície e de sua aplicação às antenas deverá ser percorrido para que essas estruturas cheguem efetivamente ao mercado. Há muito ainda a ser explorado, nessa perspectiva, seguem alguns itens, para desenvolvimento futuro, que poderão ser realizados em continuidade a este trabalho:

- Desenvolver uma interpretação física para o comportamento AMC em uma metassuperfície, a partir da dinâmica de interação das cargas elétricas.
- Obter um modelo de impedância para a geometria meander line, utilizando o “*know how*” da literatura de antenas *meander line*, para auxiliar no projeto de AMCs com geometrias *meander line*.
- Utilizar métodos de otimização para melhorar a largura de banda da geometria *meander line*.
- Estudar o comportamento EBG da estrutura *meander line*.
- Investigar o mecanismo de formação de uma EBG em uma metassuperfície sem vias, para estudar a viabilidade de se obter simultaneamente o comportamento AMC e o EBG na mesma região de frequência.
- Explorar novas configurações de antena - metassuperfície.
- Realizar experimentalmente essas estruturas e desenvolver procedimentos de medição.

FIGURAS SUPLEMENTARES: FSS

A.1 Distribuição de campo e corrente

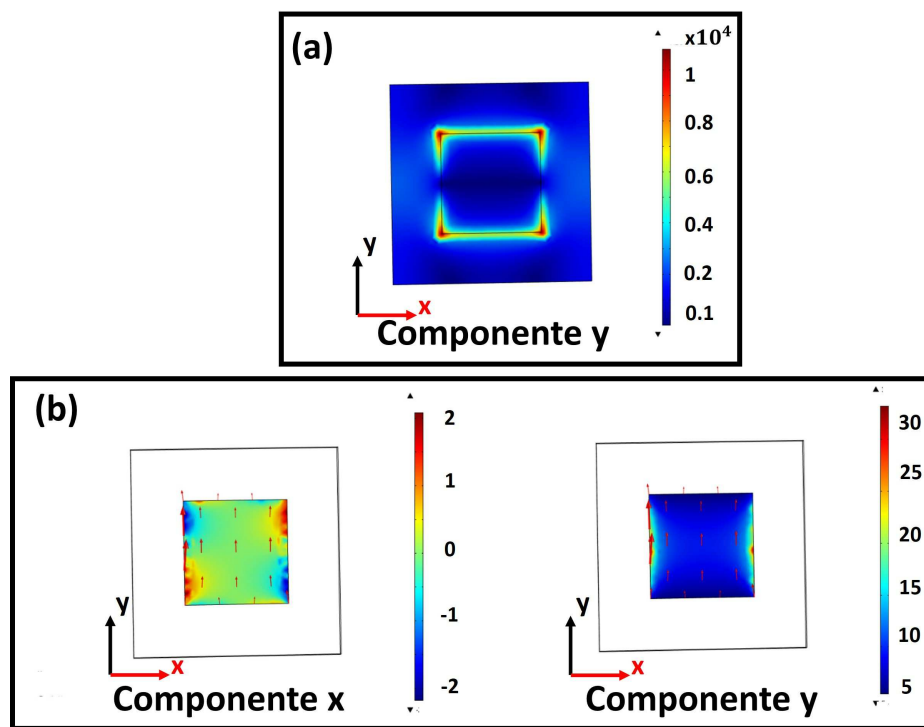


Figura A.1: Patch quadrado: (a) distribuição de campo elétrico (V/m). (b) Densidade superficial de corrente (A/m).

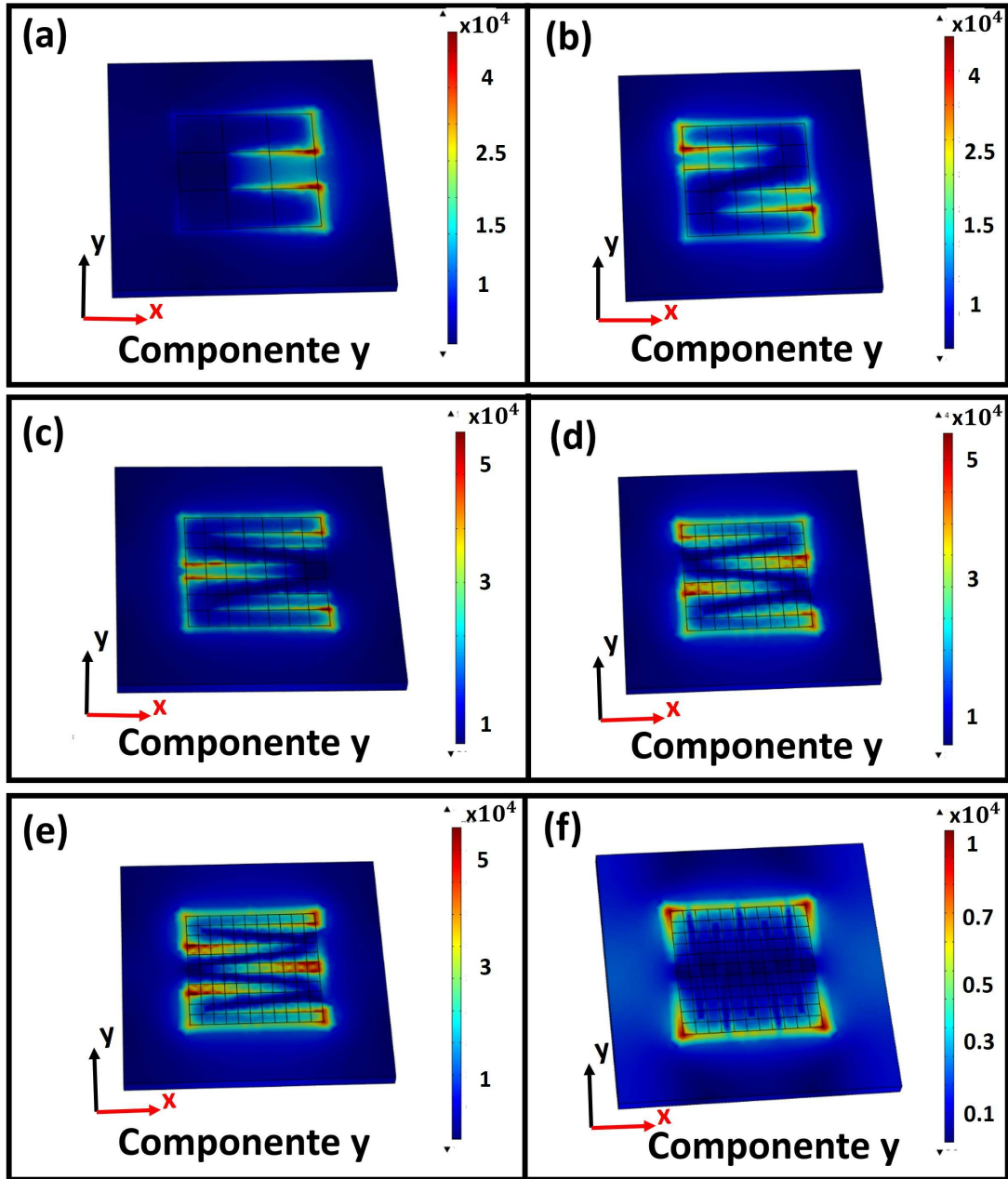


Figura A.2: Distribuição de campo elétrico (V/m) para as geometrias meander line. (a) $N=3$; (b) $N=5$; (c) $N=7$; (d) $N=9$; (e) $N=11$. Nesses casos o crescimento da metalização está na direção y (direção de polarização da onda incidente). (f) $N=11$ com o crescimento da metalização na direção x .

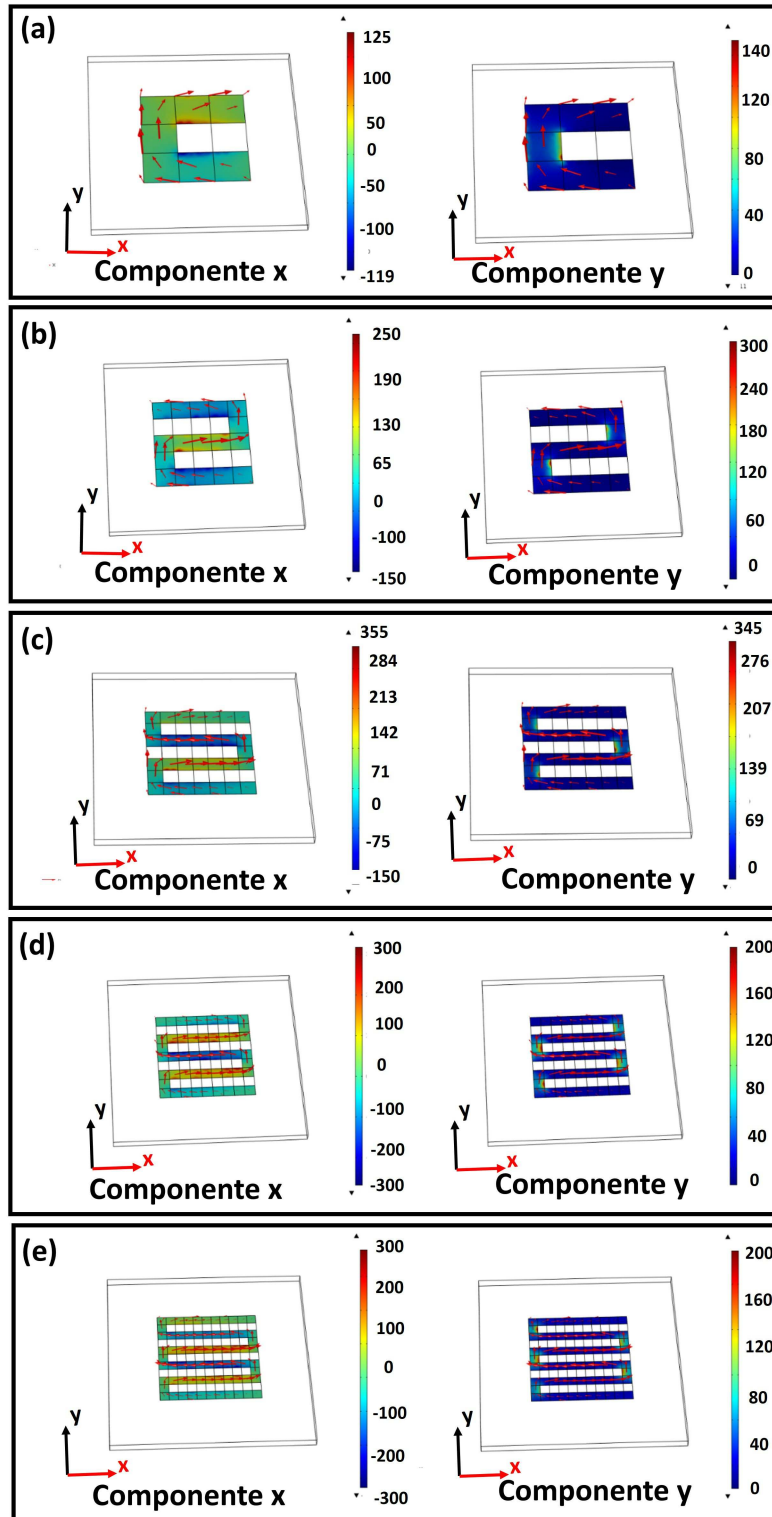


Figura A.3: Densidade superficial de corrente (A/m) para as geometrias meander line. (a) $N=3$; (b) $N=5$; (c) $N=7$; (d) $N=9$; (e) $N=11$. Em todos os casos o crescimento da metalização está na direção y (direção de polarização da onda incidente)

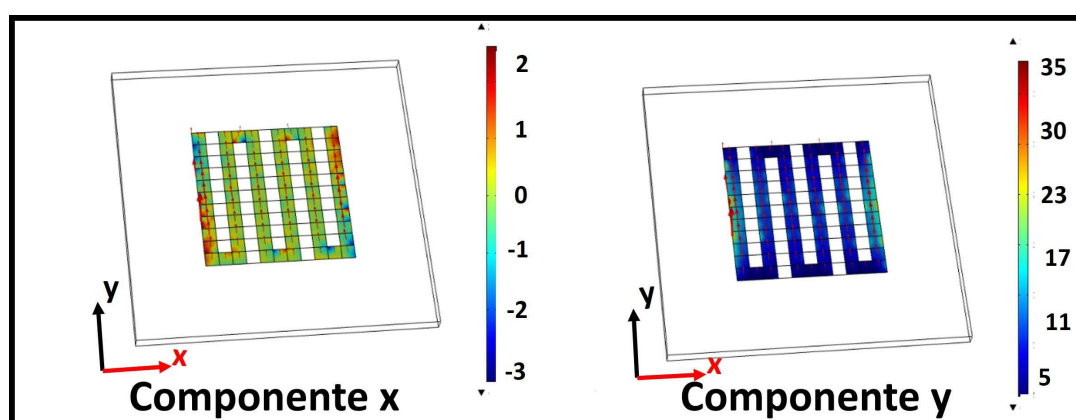


Figura A.4: Densidade superficial de corrente (A/m) para o patch meander line com $N = 11$, e crescimento da metalização na direção x (perpendicular a polarização da onda incidente).

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] A. Arbabi, Y. Horie, M. Bagheri, and A. Faraon. Dielectric metasurfaces for complete control of phase and polarization with subwavelength spatial resolution and high transmission. *Nat. Nanotechnol.*, 10:937-943, November 2015. [1](#), [2](#)
- [2] F. Aieta, M. A. Kats, P. Genevet, and F. Capasso. Applied optics multiwavelength achromatic metasurfaces by dispersive phase compensation. *Science*, 347:1342-1345, March 2015. [1](#)
- [3] N. Yu, P. Genevet, M. A. Kats, F. Aieta, Jean-Philippe Tetienne, F. Capasso, and Z. Gaburro. Light propagation with phase discontinuities: Generalized laws of reflection and refraction. *Science*, 334(6054):333–337, 2011. [1](#), [2](#)
- [4] Dandan Wen, Fuyong Yue, Guixin Li, Guoxing Zheng, Kinlong Chan, Shumei Chen, Ming Chen, King Fai Li, Polis Wing Han Wong, Kok Wai Cheah, Edwin Yue Bun Pun, Shuang Zhang, and Xianzhong Chen. Helicity multiplexed broadband metasurface holograms. *Nat. Commun.*, 6:8241, 2015. [1](#)
- [5] D. Sievenpiper, Lijun Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous, and E. Yablonovitch. High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(11):2059–2074, Nov 1999. [1](#), [3](#), [4](#), [5](#), [8](#), [13](#), [14](#), [15](#), [19](#), [20](#), [21](#), [34](#), [56](#), [90](#)

- [6] Ying Zhang, J. von Hagen, M. Younis, C. Fischer, and W. Wiesbeck. Planar artificial magnetic conductors and patch antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(10):2704–2712, Oct 2003. [1](#), [5](#), [13](#), [18](#), [32](#), [34](#), [39](#), [48](#), [50](#), [51](#), [92](#)
- [7] X. Ni, S. Ishii, A. V. Kildishev, and V. M. Shalaev. Ultra-thin, planar, babinet-inverted plasmonic metalenses. *Light: Sci. Appl.*, 2:e72, April 2013. [1](#)
- [8] X. Ni, A. V. Kildishev, and V. M. Shalaev. Metasurface holograms for visible light. *Nat. Commun.*, 4:2807, November 2013. [1](#)
- [9] Chenglong Wan, Yinglung Ho, S. Nunez-Sanchez, Lifeng Chen, M. Lopez-Garcia, J. Pugh, Bofeng Zhu, M. J. Cryan, P. Selvaraj, T. Mallick, and S. Senthilarasu. A selective metasurface absorber with an amorphous carbon interlayer for solar thermal applications. *Nano Energy*, 26:392–397, August 2016. [1](#)
- [10] F. Ding, Z. Wang, S. He, V. M. Shalaev, and A. V. Kildishev. Broadband high-efficiency half-wave plate: a supercell-based plasmonic metasurface approach. *ACS Nano*, 9(4):4111–4119, April 2015. [1](#)
- [11] L. Huang, X. Chen, H. Mu-hlenbernd, G. Li, B. Bai, Q. Tan, G. Jin, T. Zentgraf, and S. Zhang. ispersionless phase discontinuities for controlling light propagation. *Nano Lett.*, 12(11):5750–5755, November 2012. [2](#)
- [12] Kaimin Wu, Yongjun Huang, Tenglong Wanghuang, Weijian Chen, and Guangjun Wen. Numerical and theoretical analysis on the absorption properties of metasurface-based terahertz absorbers with different thicknesses. *Appl. Opt.*, 54(2):299–305, Jan 2015. [2](#)
- [13] H. Kurosawa, B. Choi, and M. Iwanaga. Enhanced high performance of a metasurface polarizer through numerical analysis of the degradation characteristics. *Nanoscale Research Letters*, 13(1):225, Jul 2018. [2](#)
- [14] X. Ma, M. Pu, X. Li, C. Huang, Y. Wang, W. Pan, B. Zhao, J. Cui, C. Wang, Z. Zhao, and Luo X. A planar chiral meta-surface for optical vortex generation and focusing. *Sci. Rep.*, 5:10365, May 2015. [2](#)

- [15] Jianlei Zhang, Xiaorui Wang, Yi Yang, Ying Yuan, and Xiongxiang Wu. Flat dielectric metasurface lens array for three dimensional integral imaging. *Optics Communications*, 414:1 – 4, 2018. [2](#)
- [16] Nanfang Yu, Francesco Aieta, Patrice Genevet, Mikhail A. Kats, Zeno Gaburro, and Federico Capasso. A broadband, background-free quarter-wave plate based on plasmonic metasurfaces. *Nano Letters*, 12(12):6328–6333, 2012. PMID: 23130979. [2](#)
- [17] Biao Yang, Wei-Min Ye, Xiao-Dong Yuan, Zhi-Hong Zhu, and Chun Zeng. Design of ultrathin plasmonic quarter-wave plate based on period coupling. *Opt. Lett.*, 38(5):679–681, Mar 2013. [2](#)
- [18] Stephanie C. Malek, Ho-Seok Ee, and Ritesh Agarwal. Strain multiplexed metasurface holograms on a stretchable substrate. *Nano Letters*, 17(6):3641–3645, 2017. PMID: 28488437. [2](#)
- [19] Yifei Wang, Md. Azahar Ali, Edmond K.C. Chow, Liang Dong, and Meng Lu. An optofluidic metasurface for lateral flow-through detection of breast cancer biomarker. *Biosensors and Bioelectronics*, 107:224 – 229, 2018. [2](#)
- [20] Wangchang Li, Yao Ying, Xiaojing Qiao, Qian Li, Liang Qiao, Jingwu Zheng, Liqiang Jiang, and Shenglei Che. Plasmonic metasurface for light absorption enhancement in gaas thin film. *Plasmonics*, 11(5):1401–1406, Oct 2016. [2](#)
- [21] Jieran Fang, Di Wang, Clayton T. DeVault, Ting-Fung Chung, Yong P. Chen, Alexandra Boltasseva, Vladimir M. Shalaev, and Alexander V. Kildishev. Enhanced graphene photodetector with fractal metasurface. *Nano Letters*, 17(1):57–62, 2017. PMID: 27966986. [2](#)
- [22] H. Mosallaei and K. Sarabandi. Antenna miniaturization and bandwidth enhancement using a reactive impedance substrate. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 52(9):2403–2414, Sept 2004. [2](#), [4](#), [8](#), [14](#), [34](#), [39](#), [90](#)
- [23] Burokur Shah Nawaz, Germain Dylan, Ratajczak Philippe, Daniel Jean-Pierre, and Lustrac André. Gsm/dcs/umts low-profile metamaterial-based microwave

- antenna. *Microwave and Optical Technology Letters*, 57(3):737–741, 2015. [2](#), [7](#), [8](#)
- [24] Raimi Dewan, M. K. A. Rahim, M. R. Hamid, H.A. Majid, M.F.M. Yusoff, and M.E. Jalil. Reconfigurable antenna using capacitive loading to artificial magnetic conductor (amc). *Microwave and Optical Technology Letters*, 58(10):2422–2429, 2016. [2](#), [8](#)
- [25] H. Zhai, L. Xi, Y. Zang, and L. Li. A low-profile dual-polarized high-isolation mimo antenna arrays for wideband base-station applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 66(1):191–202, Jan 2018. [2](#), [4](#), [8](#)
- [26] Shulin Sun, Kuang-Yu Yang, Chih-Ming Wang, Ta-Ko Juan, Wei Ting Chen, Chun Yen Liao, Qiong He, Shiyi Xiao, Wen-Ting Kung, Guang-Yu Guo, Lei Zhou, and Din Ping Tsai. High-efficiency broadband anomalous reflection by gradient meta-surfaces. *Nano Letters*, 12(12):6223–6229, 2012. PMID: 23189928. [2](#)
- [27] Bongseok Choi, Masanobu Iwanaga, Yoshimasa Sugimoto, Kazuaki Sakoda, and Hideki T. Miyazaki. Selective plasmonic enhancement of electric- and magnetic-dipole radiations of er ions. *Nano Letters*, 16(8):5191–5196, 2016. PMID: 27436631. [2](#)
- [28] Masanobu Iwanaga, Bongseok Choi, Hideki T. Miyazaki, and Yoshimasa Sugimoto. The artificial control of enhanced optical processes in fluorescent molecules on high-emittance metasurfaces. *Nanoscale*, 8:11099–11107, 2016. [2](#)
- [29] Zhenhua Fang, Huan Chen, Kun Song, Chunrong Luo, and Xiaopeng Zhao. Efficient ultrawideband linear polarization conversion metasurface based on –shaped. *Modern Physics Letters B*, 32(03):1850027, 2018. [2](#)
- [30] Zhongyi Guo, Lie Zhu, Kai Guo, Fei Shen, and Zhiping Yin. High-order dielectric metasurfaces for high-efficiency polarization beam splitters and optical vortex generators. *Nanoscale Research Letters*, 12(1):512, Aug 2017. [2](#)
- [31] C. L. Holloway, E. F. Kuester, J. A. Gordon, J. O’Hara, J. Booth, and D. R. Smith. An overview of the theory and applications of metasurfaces: The two-

- dimensional equivalents of metamaterials. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 54(2):10–35, April 2012. 2
- [32] Constantine A. Balanis. *Antenna Theory: Analysis and Design*. Wiley-Interscience, New York, NY, USA, 2005. 3, 13, 30, 37, 40, 87
- [33] H. R. Stuart and A. Pidwerbetsky. Electrically small antenna elements using negative permittivity resonators. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 54(6):1644–1653, June 2006. 3
- [34] Jonh L. Volakis, Chi-Chih Chen, and Kyohei Fujimoto. *Small Antennas: Miniaturization Techniques and Applications*. Mcgraw-Hill, New York, USA, 2010. 3, 35, 37, 38
- [35] Sophocles J. Orfanidis. *Electromagnetic waves and antennas*. rutgers, Rutgers University, 2008. 3, 16, 18
- [36] J. D. Jackson. *Classical electrodynamics*. Wiley, 1998. 3, 40
- [37] T. A. Milligan. *Modern antena design*. Wiley, 2005. 3
- [38] D. Kim and J. Yeo. Low-profile rfid tag antenna using compact amc substrate for metallic objects. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 7:718–720, 2008. 3, 4, 8, 20
- [39] Matthew Rycenga, Claire M. Cobley, Jie Zeng, Weiyang Li, Christine H. Moran, Qiang Zhang, Dong Qin, and Younan Xia. Controlling the synthesis and assembly of silver nanostructures for plasmonic applications. *Chemical Reviews*, 111(6):3669–3712, 2011. PMID: 21395318. 3
- [40] R. Whinnery and V. Duzer. *Fields and Waves in Communication Electronics*. John Wiley and Sons, New York, USA, 1984. 3
- [41] R. Collin. *Field Theory of Guided Waves*. IEEE Press, New York, USA, 1991. 3
- [42] H. Raether. *Surface Plasmons on Smooth and Rough Surfaces and on Gratings*. Springer-Verlag, New York, USA, 1988. 3

- [43] H. Zhai, K. Zhang, S. Yang, and D. Feng. A low-profile dual-band dual-polarized antenna with an amc surface for wlan applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 16:2692–2695, 2017. [4](#), [8](#)
- [44] Mohammad Tariqul Islam and Md. Shahidul Alam. Design of high impedance electromagnetic surfaces for mutual coupling reduction in patch antenna array. *Materials*, 6(1):143–155, 2013. [4](#)
- [45] Sanchai Eardprab, Chuwong Phongcharoenpanich, and Danai Torrungrueng. Improvement of a circular microstrip antenna excited by four feeds and suspended with artificial magnetic conductors. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2013(Article ID310686):10 pages, 2013. [4](#), [5](#), [8](#), [37](#), [45](#), [71](#), [92](#), [93](#)
- [46] A. P. Feresidis, G. Goussetis, Shenhong Wang, and J. C. Vardaxoglou. Artificial magnetic conductor surfaces and their application to low-profile high-gain planar antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53(1):209–215, Jan 2005. [4](#), [8](#), [14](#), [21](#), [28](#), [30](#), [34](#), [37](#)
- [47] G. Goussetis, A. P. Feresidis, and J. C. Vardaxoglou. Tailoring the amc and ebg characteristics of periodic metallic arrays printed on grounded dielectric substrate. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 54(1):82–89, Jan 2006. [5](#), [6](#), [14](#), [19](#), [28](#), [29](#), [30](#)
- [48] M. E. Cos, F. L. Heras, and M. Franco. Design of planar artificial magnetic conductor ground plane using frequency-selective surfaces for frequencies below 1 ghz. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 8:951–954, 2009. [5](#), [6](#), [18](#), [28](#), [32](#), [33](#), [50](#), [70](#)
- [49] M. E. Cos, Y. Alvarez, R. C. Hadarig, and F. Las-Heras. Novel shf-band uniplanar artificial magnetic conductor. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 9:44–47, 2010. [5](#), [7](#), [28](#)
- [50] O. Luukkonen, C. Simovski, G. Granet, G. Goussetis, D. Lioubtchenko, A. V. Raisanen, and S. A. Tretyakov. Simple and accurate analytical model of planar grids and high-impedance surfaces comprising metal strips or patches. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 56(6):1624–1632, June 2008. [5](#), [7](#), [23](#), [24](#), [84](#), [85](#)

- [51] Alexander B. Yakovlev, Olli Luukkonen, Constantin R. Simovski, Sergei A. Tretyakov, Simone Paulotto, Paolo Baccarelli, and George W. Hanson. Analytical modeling of surface waves on high impedance surfaces. In Saïd Zouhdi, Ari Sihvola, and Alexey P. Vinogradov, editors, *Metamaterials and Plasmonics: Fundamentals, Modelling, Applications*, pages 239–254, Dordrecht, 2009. Springer Netherlands. [5](#), [22](#), [84](#)
- [52] F. Bilotti D. Ramaccia and A.Toscano. Analytical model of a metasurface consisting of a regular array of sub-wavelength circular holes in a metal. *Progress In Electromagnetics Research M*, 18:209–219, 2011. [5](#), [82](#), [84](#)
- [53] Clarissa de Lucena Nóbrega, Marcelo Ribeiro da Silva, Paulo Henrique da Fonseca Silva, and Adaildo Gomes D’Assunção. A compact frequency selective surface with angular stability based on the sierpinski fractal geometry. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 27(18):2308–2316, 2013. [5](#)
- [54] R. Panwar, S. Puthucheri, V. Agarwala, and D. Singh. Fractal frequency-selective surface embedded thin broadband microwave absorber coatings using heterogeneous composites. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 63(8):2438–2448, Aug 2015. [5](#)
- [55] T. Cai, G.-M. Wang, J.F. Zhao, and M. Yao. Two-dimensional fractal metasurface and its application to low profile circularly polarized antennas. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 29(3):410–423, 2015. [5](#)
- [56] J. McVay, A. Hoorfar, and N. Engheta. Small dipole-antenna near peano high-impedance surfaces. In *IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, 2004.*, volume 1, pages 305–308 Vol.1, June 2004. [5](#)
- [57] J. McVay, N. Engheta, and A. Hoorfar. High impedance metamaterial surfaces using hilbert-curve inclusions. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 14(3):130–132, March 2004. [5](#)
- [58] W. Li, C. Wang, Y. Zhang, and Y. Li. A miniaturized frequency selective surface based on square loop aperture element. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2014(Article ID 701279):6 pages, 2014. [5](#)

- [59] Y. Kim, F. Yang, and A. Z. Elsherbeni. Compact artificial magnetic conductor designs using planar square spiral geometries. *Progress In Electromagnetics Research*, 77:43–54, 2007. [5](#)
- [60] Son Xuat Ta and Ikmo Park. Design of miniaturized dual-band artificial magnetic conductor with easy control of second/first resonant frequency ratio. *Journal of Electromagnetic Engineering and Science*, 2(2), Jun 2013. [5](#), [7](#), [50](#), [51](#), [54](#), [63](#), [70](#)
- [61] Khaleel Haider R., Al-Rizzo Hussain M., and Rucker Daniel G. On the bending effects on artificial magnetic conductors. *Microwave and Optical Technology Letters*, 54(11):2503–2505, 2012. [5](#)
- [62] W. Darrell. A genetic algorithm tutorial. *Statistics and Computing*, 4(2):65–85, 1994. [6](#)
- [63] Julien Sarrazin, Anne Claire Lepage, and Xavier Begaud. Dual-band artificial magnetic conductor. *Appl. Phys. A*, 109(4):1075, 2012. [7](#)
- [64] M. Abu and M. K. A. Rahim. Single-band and dual-band artificial magnetic conductor ground planes for multi-band dipole antenna. *Radioengineering*, 21(4):999–1006, 2012. [7](#), [8](#)
- [65] Shruti Karkare and Kavita Tewari. Design of a rectangular microstrip antenna with artificial magnetic conductor ground plane. *International Journal on Recent and Innovation Trends in Computing and Communication*, 2(11):3433–3436, November 2014. [8](#)
- [66] Y. W. Zhong, G. M. Yang, and L. R. Zhong. Gain enhancement of bow-tie antenna using fractal wideband artificial magnetic conductor ground. *Electronics Letters*, 51(4):315–317, 2015. [8](#), [40](#), [43](#), [92](#)
- [67] G. Li, H. Zhai, L. Li, C. Liang, R. Yu, and S. Liu. Amc-loaded wideband base station antenna for indoor access point in mimo system. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 63(2):525–533, Feb 2015. [8](#)
- [68] S. Tondare and V. S. Navale. Artificial magnetic conductor for improvement of meander line antenna efficiency. *IJLTEMAS*, 3(4):123–128, 2014. [8](#)

- [69] A. Erentok and R. W. Ziolkowski. Metamaterial-inspired efficient electrically small antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 56(3):691–707, March 2008. 8
- [70] F. M. Monavar and N. Komjani. Bandwidth enhancement of microstrip patch antenna using jerusalem cross-shaped frequency selective surfaces by invasive weed optimization approach. *Progress In Electromagnetics Research*, 121:103–120, 2011. 8, 43
- [71] W. C. Yang, H. Wang, W. Q. Che, Y. Huang, and J. Wang. High-gain and low-loss millimeter-wave ltcc antenna array using artificial magnetic conductor structure. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 63(1):390–395, Jan 2015. 8
- [72] Chong Ryol Park and Ki Hwan Eom. Rfid label tag design for metallic surface environments. *Sensors*, 11(1):938–948, 2011. 8
- [73] S. Zhu and R. Langley. Dual-band wearable textile antenna on an ebg substrate. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 57(4):926–935, April 2009. 8
- [74] E. Saenz, R. Gonzalo, I. Ederra, J. C. Vardaxoglou, and P. de Maagt. Resonant meta-surface superstrate for single and multifrequency dipole antenna arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 56(4):951–960, April 2008. 8
- [75] S. L. Chen and K. H. Lin. A slim rfid tag antenna design for metallic object applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 7:729–732, 2008. 8
- [76] K. H. Lin, S. L. Chen, and R. Mittra. A looped-bowtie rfid tag antenna design for metallic objects. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 61(2):499–505, Feb 2013. 8
- [77] A. E. I. Lamminen, A. R. Vimpri, and J. Saily. Uc-ebg on ltcc for 60-ghz frequency band antenna applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 57(10):2904–2912, Oct 2009. 8

- [78] E. Rajo-Iglesias, Ó. Quevedo-Teruel, and L. Inclan-Sanchez. Planar soft surfaces and their application to mutual coupling reduction. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 57(12):3852–3859, Dec 2009. [8](#), [19](#), [34](#)
- [79] Fan Yang and Y. Rahmat-Samii. Microstrip antennas integrated with electromagnetic band-gap (ebg) structures: a low mutual coupling design for array applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(10):2936–2946, Oct 2003. [8](#)
- [80] Kamardin K., Rahim M. K. A., Samsuri N. A., Jalil M. E., and Majid H. A. Transmission enhancement using textile artificial magnetic conductor with coplanar waveguide monopole antenna. *Microwave and Optical Technology Letters*, 57(1):197–200, 2015. [8](#)
- [81] Kamardin K., Rahim M. K. A., Samsuri N. A., Jalil M. E., and Idris I. H. Textile artificial magnetic conductor waveguide jacket for on-body transmission enhancement. *Progress In Electromagnetics Research B*, 54:45–68, 2013. [8](#)
- [82] Z. H. Jiang, D. E. Brocker, P. E. Sieber, and D. H. Werner. A compact, low-profile metasurface-enabled antenna for wearable medical body-area network devices. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 62(8):4021–4030, Aug 2014. [8](#)
- [83] H. R. Raad, A. I. Abbosh, H. M. Al-Rizzo, and D. G. Rucker. Flexible and compact amc based antenna for telemedicine applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 61(2):524–531, Feb 2013. [8](#)
- [84] Welyson T. S. Ramos, Renato C. Mesquita, and Elson J Silva. Design of the artificial magnetic conductors with meander line elements: reduction in the first and second resonant frequencies. *Materials Research Express*, 4(7):075801, 2017. [10](#), [72](#)
- [85] Welyson T. S. Ramos, Renato C. Mesquita, and Elson J. Silva. Frequency selective surface using meander line inclusions. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 32(11):1440–1447, 2018. [10](#)

- [86] D. Sievenpiper. *High-Impedance Electromagnetic Surfaces*. PhD thesis, Dept. Elect. Eng., Univ. California, Los Angeles, CA, USA, 1999. [16](#), [19](#), [22](#)
- [87] Fei-Ran Yang, Kuang-Ping Ma, Yongxi Qian, and T. Itoh. A novel tem waveguide using uniplanar compact photonic-bandgap (uc-pbg) structure. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(11):2092–2098, Nov 1999. [16](#), [18](#)
- [88] S. P. Rea, D. Linton, E. Orr, and J. McConnell. Broadband high-impedance surface design for aircraft hrf protection. *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, 153(4):307–313, August 2006. [22](#), [32](#)
- [89] Horace Lamb. On the reflection and transmission of electric waves by a metallic grating. *Proceedings of the London Mathematical Society*, s1-29(1):523–546, 1897. [22](#)
- [90] G. G. Macfarlane. Surface impedance of an infinite parallel-wire grid at oblique angles of incidence. *Journal of the Institution of Electrical Engineers - Part IIIA: Radiolocation*, 93(10):1523–1527, 1946. [22](#)
- [91] James R. Wait. Reflection at arbitrary incidence from a parallel wire grid. *Applied Scientific Research, Section A*, 4(1):393–400, Dec 1955. [23](#)
- [92] V. V. Yatsenko, S. A. Tretyakov, S. I. Maslovski, and A. A. Sochava. Higher order impedance boundary conditions for sparse wire grids. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 48(5):720–727, May 2000. [23](#), [24](#), [85](#)
- [93] and G. Zarrillo and. Simple formulas for transmission through periodic metal grids or plates. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 30(5):904–909, Sep. 1982. [23](#)
- [94] S. A. Tretyakov. *Analytical Modeling in Applied electromagnetics*. Artech House, Boston, MA, 2003. [23](#), [24](#)
- [95] T. K. Wu. *Frequency Selective Surface: analysis and Design*. John Wiley and Son, New York, USA, 1995. [25](#)

- [96] J. C. Vardaxoglou. *Frequency Selective Surface: analysis and Design*. Wiley, New York, USA, 1997. 25
- [97] B. A. Munk. *Frequency Seletive Surface: Theory and Design*. John Wiley and Son, New York, USA, 2000. 25, 27, 47
- [98] Antonio Luiz Pereira de Siqueira Campos. *Superfície seletivas em frequência: análise e projeto*. IFRN Editora, Natal, Rio Grande do Norte, IFRN, 2009. 26, 27
- [99] David Rittenhouse and Brooke Hindle. *The scientific writings of David Rittenhouse*. New York : Arno Press, 1980. 27
- [100] Salvatore Celozzi, Rodolfo Araneo, and Giampiero Lovat. *Electromagnetic Shielding*. John Wiley and Sons, Hoboken, New Jersey, USA, 2008. 27
- [101] J. Romeu and Y. Rahmat-Samii. Fractal fss: a novel dual-band frequency selective surface. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 48(7):1097–1105, July 2000. 28
- [102] Yongjiu Li, Long Li, Yongliang Zhang, and Chunsheng Zhao. A novel subwavelength fractal frequency selective surface based on antenna-filter-antenna. In *2013 Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference*, pages 276–278, July 2013. 28
- [103] D. B. Brito, L. M. Araújo, A. G. D’Assunção, and R. H. C. Maniçoba. A minkowski fractal frequency selective surface with high angular stability. In *2013 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave Optoelectronics Conference (IMOC)*, pages 1–4, Aug 2013. 28
- [104] G. Manara, A. Monorchio, and R. Mittra. Frequency selective surface design based on genetic algorithm. *Electronics Letters*, 35(17):1400–1401, Aug 1999. 28
- [105] Daniel S. Weile and Eric Michielssen. The use of domain decomposition genetic algorithms exploiting model reduction for the design of frequency selective surfaces. *Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering*, 186(2):439 – 458, 2000. 28

- [106] S. Wang, A. P. Feresidis, G. Goussetis, and J. C. Vardaxoglou. Low-profile resonant cavity antenna with artificial magnetic conductor ground plane. *Electronics Letters*, 40(7):405–406, April 2004. 28
- [107] Sérgio Carlos Zilio. *Óptica moderna*. USP, São Carlos, São Paulo, Brasil, 2009. 29
- [108] D. Halliday, R. Resnick, and J. Walker. *Fundamentos de física: volume 4 : óptica e física moderna*. LTC, 8 ed., 2009. 30
- [109] and K. Sarabandi. Reactive impedance surface tm mode slow wave for patch antenna miniaturization [amta corner]. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 56(6):279–293, Dec 2014. 34
- [110] J. D. Kraus. *Antennas*. Tata McGRAW-HILL, New Delhi, USA, 2 ed, 1997. 35, 36
- [111] H. A. Wheeler. The radiansphere around a small antenna. *Proceedings of the IRE*, 47(8):1325–1331, Aug 1959. 35, 38
- [112] H. A. Wheeler. Fundamental limitations of small antennas. *Proceedings of the IRE*, 35(12):1479–1484, Dec 1947. 35, 38
- [113] J. R. Reitz, F. J. Millford, and R. W. Christy. *Fundamentos da teoria eletromagnética*. Campus Ltda, Rio de Janeiro, Brasil, 3 ed., 1982. 35
- [114] R. F. Harrington. Effect of antenna size on gain, bandwidth, and efficiency. *Journal of Research of the National Bureau of Standards*, 64:1–12, January 1960. 37
- [115] R.M. Fano. Theoretical limitations on the broadband matching of arbitrary impedances. *Journal of the Franklin Institute*, 249(1):57 – 83, 1950. 38
- [116] H. A. Wheeler. The spherical coil as an inductor, shield, or antenna. *Proceedings of the IRE*, 46(9):1595–1602, Sept 1958. 38
- [117] H. Wheeler. Small antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 23(4):462–469, Jul 1975. 38

- [118] L. J. Chu. Physical limitations of omni-directional antennas. *Journal of Applied Physics*, 19(12):1163–1175, 1948. [38](#)
- [119] T. B. A. Senior. Impedance boundary conditions for imperfectly conducting surfaces. *Appl. Sci. Res. B*, 8:418–436, 1960. [39](#)
- [120] M. Hosseini, A. Pirhadi, and M. Hakkak. Compact angularly stable amcs utilizing skewed cross-shaped fsss. *Microwave and optical technology letters*, 49(4):781–786, 2007. [43](#)
- [121] M. Hosseini, A. Pirhadi, and M. Hakkak. A novel amc with little sensitivity to the angle of incidence using 2-layer jerusalem cross fss. *Progress In Electromagnetics Research*, 64:43–51, 2006. [43](#)
- [122] C. Kittel and H. Y. Fan. Introduction to solid state physics. *American Journal of Physics*, 25(5):330, 1957. [48](#)
- [123] H. Pues and A. van de Capelle. Accurate transmission-line model for the rectangular microstrip antenna. *Microwaves, Optics and Antennas, IEE Proceedings H*, 131(6):334–340, December 1984. [51](#)
- [124] F. Costa, A. Monorchio, and G. Manara. Novel shf-band uniplanar artificial magnetic conductor. *ACES JOURNAL*, 29(12):960–974, December 2014. [56](#)
- [125] D. J. Griffiths. *Introduction to Quantum Mechanics*. Prentice Hall, New Jersey, 1995. [56](#), [58](#)
- [126] D. J. Griffiths. *Introduction to electrodynamics*. Prentice Hall, New Jersey, 3 ed., 1999. [58](#)
- [127] D. Halliday, R. Resnick, and J. Walker. *Fundamentos de física: volume 2 : gravitação, ondas e termodinâmica*. LTC, 8 ed., 2009. [61](#)
- [128] M. Rokunuzzaman, MT Islam, W. S. T Rowe, S. Kibria, M. J. Singh, and N. Misran. Design of a miniaturized meandered line antenna for uhf rfid tags. *PLoS ONE*, 11(8):e0161293, 2016. [65](#)

- [129] S. X. Ta, I. Park, and R. W. Ziolkowski. Circularly polarized crossed dipole on an his for 2.4/5.2/5.8-ghz wlan applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 12:1464–1467, 2013. [69](#)
- [130] L. Guo, Y. Wang, Z. Du, Y. Gao, and D. Shi. A compact uniplanar printed dual-antenna operating at the 2.4/5.2/5.8 ghz wlan bands for laptop computers. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 13:229–232, 2014. [69](#)
- [131] B. Chi and B. Shi. Low-power cmos vco with dual-band local oscillating signal outputs for 5/2.5-ghz wlan transceivers. *Tsinghua Science and Technology*, 8(2):121–125, April 2003. [69](#)
- [132] Fu-Ren Hsiao and Kin-Lu Wong. Metal-plate 1/spl times/2 array antenna for 5.2/5.8 ghz wlan operation. *Electronics Letters*, 39(11):827–828, May 2003. [69](#)
- [133] K. Vavelidis, I. Vassiliou, T. Georgantas, A. Yamanaka, S. Kavadias, G. Kamoulakos, C. Kapnistis, Y. Kokolakis, A. Kyranas, P. Merakos, I. Bouras, S. Bouras, S. Plevridis, and N. Haralabidis. A dual-band 5.15-5.35-ghz, 2.4-2.5-ghz 0.18-/spl mu/m cmos transceiver for 802.11a/b/g wireless lan. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 39(7):1180–1184, July 2004. [69](#)
- [134] A. Marindra, P. Pongpaibool, W. Wallada, and S. Siwamogsatham. An optimized ink-reducing hollowed-out arm meander dipole antenna structure for printed rfid tags. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 9(2):469–479, 2017. [71](#)
- [135] Alfredo Gomes Neto, Jefferson Costa Silva, Joabson Nogueira de Carvalho, A. N. Silva, C. B. Aguiar, and D. F. Mamedes. Analysis of frequency selective surface with u-shaped geometry. *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, 14:113–121, 2015. [72](#), [73](#), [74](#), [75](#)
- [136] Mora-Ventura B., León R. D., García-Torales G., Nuñez J. L. F., Alda J., and González F. J. Responsivity and resonant properties of dipole, bowtie, and spiral seebeck nanoantennas. *Journal of Photonics for Energy*, 6(2):024501, 2016. [92](#), [93](#)

- [137] Przemyslaw Lopato and Michal Herbko. A circular microstrip antenna sensor for direction sensitive strain evaluation. *Sensors*, 18(1), 2018. [93](#)