

UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE ESCOLA DE ENGENHARIA PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE TELECOMUNICAÇÕES

CARLOS AUGUSTO TEIXEIRA COELHO

Aplicação de Absorvedor Eletromagnético Planar baseado em Superfície de Alta Impedância em Projeto de Antena de Banda Dupla para as Faixas ISM

> NITERÓI 2021

UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE ESCOLA DE ENGENHARIA PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE TELECOMUNICAÇÕES

CARLOS AUGUSTO TEIXEIRA COELHO

Aplicação de Absorvedor Eletromagnético Planar baseado em Superfície de Alta Impedância em Projeto de Antena de Banda Dupla para as Faixas ISM

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações. Área de concentração: Sinais e Sistemas de Comunicações Móveis.

Orientadora: Prof.^a Dr.^a Leni Joaquim de Matos

Co-orientador: Prof. Dr. Maurício Weber Benjó da Silva

NITERÓI

2021

Ficha catalográfica automática - SDC/BEE Gerada com informações fornecidas pelo autor

C672a Coelho, Carlos Augusto Teixeira Aplicação de Absorvedor Eletromagnético Planar baseado em Superfície de Alta Impedância em Projeto de Antena de Banda Dupla para as Faixas ISM / Carlos Augusto Teixeira Coelho ; Leni Joaquim de Matos, orientadora ; Maurício Weber Benjó da Silva, coorientador. Niterói, 2021. 90 f. : il. Dissertação (mestrado)-Universidade Federal Fluminense, Niterói, 2021. DOI: http://dx.doi.org/10.22409/PPGEET.2021.m.15869836794 1. Antena (Eletrônica). 2. Eletromagnetismo. 3. Microonda. 4. Radiofreqüência. 5. Produção intelectual. I. Matos, Leni Joaquim de, orientadora. II. Silva, Maurício Weber Benjó da, coorientador. III. Universidade Federal Fluminense. Escola de Engenharia. IV. Título. CDD -

Bibliotecário responsável: Debora do Nascimento - CRB7/6368

CARLOS AUGUSTO TEIXEIRA COELHO

Aplicação de Absorvedor Eletromagnético Planar baseado em Superfície de Alta Impedância em Projeto de Antena de Banda Dupla para as Faixas ISM

> Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações. Área de concentração: Sinais e Sistemas de Comunicações Móveis.

Aprovada em 26 de fevereiro de 2021.

BANCA EXAMINADORA

1a

Prof.^a Dra. Leni Joaquim de Matos - Orientadora Universidade Federal Fluminense - UFF

See

Prof. Dr. Maurício Weber Benjó da Silva - Coorientador Universidade Federal Flumingnse - UFF

Prof.^a Dra. Vanessa Przybylski Ribeiro Magri Universidade Federal Fluminense - UFF

the ton a ag

Prof. Dr. Humberto Xavier de Araujo Universidade Federal do Tocantins - UFT

Niterói

2021

Com amor e carinho, à minha avó, Nilza, ao meu pai, Carlos Renato, e ao meu primo, Pedro Antonio.

Agradecimentos

À minha família, por todo o carinho, amor e dedicação dados durante toda a minha vida, sem os quais não haveria trilhado o mesmo caminho que sigo hoje.

A todas as amizades que cultivei, antes, durante, depois e fora dos cursos de Graduação em Engenharia de Telecomunicações e Mestrado em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações na Universidade Federal Fluminense, pelo amparo, compreensão e força.

À Orientadora, Prof.^a Dr.^a Leni Joaquim de Matos, pela imensa cooperação durante minha estada no Laboratório de Antenas e Propagação da UFF, pela orientação no projeto de Iniciação Científica durante a Graduação e no corrente projeto de Mestrado, no qual o conhecimento e experiência prática adquiridos foram fundamentais para o desenvolvimento e execução deste trabalho.

Ao Co-orientador, Prof. Dr. Maurício Weber Benjó da Silva, pelos esclarecimentos e orientações prestados durante o projeto, pelo auxílio dado à utilização do *software* para simulação em micro-ondas e, principalmente, pela excelente relação mantida.

À Prof.^a Dr.^a Vanessa P. R. Magri, pela orientação dada durante o estudo da teoria e fabricação de circuitos impressos, fundamentais à correta execução deste trabalho.

Às colegas e amigas, Carla Schueler e Roberta Carvalho, pela ajuda e orientação dadas durante os projetos de graduação e mestrado, e pelo companheirismo no Laboratório de Antenas e Propagação da UFF.

E, por fim, à Universidade Federal Fluminense, por ter-me proporcionado conhecimento crucial para minha formação acadêmica, profissional e pela minha formação como cidadão.

Resumo

O desenvolvimento de sistemas de comunicação móveis e sem fio gera uma busca constante e crescente por dispositivos que sejam compactos, ao mesmo tempo que tenham a capacidade de funcionamento em múltiplas bandas de frequência. Considerando a faixa espectral de micro-ondas, antenas de microfita apresentam vantagens como redução de dimensões, versatilidade e leveza, com grande capacidade de adaptação a diferentes tipos de superfícies. Entretanto, também são observadas desvantagens como estreita largura de banda e baixo ganho e diretividade. Portanto, determinadas aplicações impõem a necessidade de encontrar modos de melhorar o desempenho desse tipo de antena, um dos quais reside na implementação de metamateriais, tais como superfícies seletivas em frequência, superfícies de alta impedância e absorvedores eletromagnéticos. O comportamento filtrante em frequência de tais dispositivos pode provocar extensão da largura de banda da antena e, também, melhorar seus parâmetros de radiação e espalhamento, por meio da reflexão, transmissão ou absorção das ondas incidentes.

Este trabalho tem como proposta a integração de uma camada de absorvedores eletromagnéticos a uma antena de microfita com operação em dupla banda para faixas ISM. O conjunto foi desenvolvido no Laboratório de Antenas e Propagação da Universidade Federal Fluminense com o objetivo de observar possíveis melhoras nos parâmetros de radiação e espalhamento da antena, além de provocar uma redução da área de seção reta de radar objetivando redução de detectabilidade.

Levantamentos teóricos na área de estudo foram realizados e, em seguida, foram relatadas as etapas de projeto da antena e dos absorvedores, considerando geometria, escolha de materiais e simulações em *software* de diferentes cenários de integração. Ao fim, é efetuada uma comparação dos resultados entregues por simulações e verifica-se o cumprimento dos requisitos de projeto, além da relação das etapas futuras.

Palavras-chave: Antenas de Banda Dupla, Antenas de Microfita, Superfícies Seletivas em Frequência, Metamateriais, Superfícies de Alta Impedância, Absorvedores Eletromagnéticos, Redução de RCS.

Abstract

The development of mobile and wireless communication systems has created a constant and rising pursuit towards compact devices capable of operating in multiple frequency bands. Regarding the microwave spectral band, microstrip antennas present advantages like short dimensions, versatility and weightlessness, with great capacity of adaptation to distinct surface profiles. However, drawbacks like short bandwidth and low gain and directivity are also observed. Therefore, certain appliances impose the necessity to find ways of improving the performance of this kind of antenna, one of which reside on the implementation of metamaterials, such as frequency-selective surfaces, high-impedance surfaces and electromagnetic absorbers. The filtering of such materials can enlarge the bandwidth of the antenna and also upgrade its radiation and scattering parameters, through reflection, transmission and/or absorption of the inciding waves.

This work shows a proposal to integrate a layer of electromagnetic absorbers into a dual-band ISM operating microstrip antenna. This set was developed at the at the Laboratory of Antennas and Propagation from Fluminense Federal University, with the goal to observe likely improvements on the radiation and scattering parameters of the antenna, as well as imposing a reduction of its radar cross section area and therefore detectability reduction.

Theoretical research in this field was made and, thereafter, the antenna and absorber project steps were reported, taking into account the geometry, material choices and software simulation in different integration scenarios. At the end, a comparison of the results delivered by simulation is made and the fulfilling of the project requirements is verified, as well as the listing of future steps.

Keywords: Dual-band Antennas, Microstrip Antennas, Frequency-Selective Surfaces, Metamaterials, High-Impedance Surfaces, Electromagnetic Absorbers, RCS reduction.

Lista de Figuras

2.1	Esquema de uma superfície seletiva em frequência do tipo elementos metá- licos e seus componentes [21]	5
2.2	Representação de fitas condutoras paralelas e seus circuitos equivalentes em função do vetor \mathbf{E}_0 [21]	6
2.3	Fitas condutoras não contínuas e seu circuito equivalente	7
2.4	Grades metálicas e seus circuitos equivalentes	7
2.5	Grupo de FSSs formado por elementos radiais.	9
2.6	Grupo de FSSs formado por elementos cíclicos	9
2.7	Grupo de FSSs formado por elementos sólidos.	9
2.8	Exemplos de estruturas com combinações [21, 22]	9
2.9	Representação dos tipos de substrato e seu comportamento [21, 22]	10
2.10	Efeito do substrato dielétrico sobre o padrão de ressonância da FSS [21]. $% \left[\left({{{\rm{A}}} \right)_{\rm{B}}} \right)$	11
2.11	Representação da redução do espaçamento efetivo da FSS em função do ângulo de incidência da onda [21, 22]	12
2.12	FSS em configuração <i>freestanding</i> e seu modelo de circuito equivalente [22].	13
2.13	Circuito equivalente de uma FSS posicionada entre duas camadas dielétri- cas [22]	14
2.14	Circuito equivalente de uma FSS $freestanding$ com dupla ressonância [22].	15
2.15	Demonstração do funcionamento de um radome, onde "F1" é a frequência de trabalho da antena e "F2" é qualquer frequência indesejada [21, 55]. \therefore	17
2.16	Representação de uma antena de banda dupla com sub-refletores [21, 22]	18
3.1	Comparação de interferências de ondas em uma antena posicionada paralela a um plano de terra, a uma distância d [62]	20

3.2	Propagação de onda TM no plano condutor [62]	21
3.3	Interferência por múltiplos percursos esquematizada [62]	21
3.4	Antena posta diante de uma HIS [62]	22
3.5	Desenvolvimento de estruturas protuberantes em um plano condutor [62]	25
3.6	Destaque, em cinza, da área dos elementos (modelos cruz-de-jerusalém e espira quadrada) para cálculo da resistência de superfície [22]	28
3.7	Proposta de um suposto absorvedor eletromagnético apresentado em $\left[78\right]$.	29
3.8	Projeto de absorvedor desenvolvido em [84].	31
3.9	Projeto de absorvedor desenvolvido em [88]	32
3.10	Projeto de absorvedor desenvolvido em [89]	33
3.11	Projeto de absorvedor desenvolvido em [91]	34
4.1	Esquemático da antena planar, com dimensões assinaladas	37
4.2	Diagramas do coeficiente de reflexão da antena original	37
4.3	Parâmetros de radiação da antena original em função da frequência	39
4.4	Padrões de radiação da antena em função da frequência.	40
4.5	Esquemático da célula unitária do absorvedor, com dimensões assinaladas.	41
4.6	Diagramas dos parâmetros de espalhamento da célula unitária, em função da frequência e do ângulo de incidência.	42
4.7	Diagramas de absorção da célula unitária, em função da frequência e do ângulo de incidência.	42
4.8	Diagramas da impedância normalizada, permissividade e permeabilidade complexas do absorvedor, em função da frequência e do ângulo de incidência.	44
4.9	Distribuições das correntes superficiais no plano de terra e nas espiras, no modo TE	45
4.10	Diagramas da variação de absorvidade para $\theta = 0^{\circ}$ e $\varepsilon_d = 4,3$, em função da frequência e da tangente de perdas do substrato	46
4.11	Diagramas da permissividade e permeabilidade do absorvedor para $\theta = 0^{\circ}$ e $\varepsilon_d = 4,3$, em função da frequência e da tangente de perdas do substrato.	47

4.12	Diagramas de \mathcal{R}_{yy} e \mathcal{R}_{xy} do absorvedor para $\theta = 0^{\circ}$ e $\varepsilon_d = 4,3$, em função	
	da frequência e da tangente de perdas do substrato	47
4.13	Vista oblíqua dos <i>layouts</i>	49
4.14	Diagrama do coeficiente de reflexão da antena (S_{11}) comparada à sua inte- gração com a camada de absorvedores	50
4.15	Comparação entre os parâmetros de desempenho da antena original e dos <i>layouts</i> de integração com o absorvedor, em função da frequência	53
4.16	Comparações dos perfis de radiação da antena integrada ao absorvedor em função da frequência	55
4.17	Comparação entre a RCS da antena em todos os <i>layouts</i> , para $\theta = \phi = 0^{\circ}$.	56
4.18	Comparação entre as reduções de RCS para todos os <i>layouts</i>	56
4.19	Comparação resumida entre a antena básica e o <i>layout</i> A2	58
5.1	Máquina prototipadora LPKF Protomat S103 [21, 93]	61

Lista de Tabelas

2.1	Comparação de desempenho entre geometrias diferentes [21]	10
4.1	Caracterização obtida das bandas de operação da antena de microfita	38
4.2	Parâmetros de radiação da antena de microfita.	38
4.3	Caracterização obtida das bandas de operação do absorvedor	43
4.4	Caracterização obtida das bandas de operação do absorvedor	51
4.5	Parâmetros de radiação da antena de microfita integrada ao absorvedor	54
4.6	Comparação da máxima redução de RCS, para $\theta = \phi = 0^{\circ}$	57

Lista de Abreviaturas e Siglas

AMC	Artificial Magnetic Conductor	4
EBG	Electromagnetic Band Gap	4
FBR	Front-to-Back Ratio	38
FDTD	Finite-Difference Time Domain	16
FEM	Finite Element Method	16
FSS	Frequency-Selective Surface	5
HIS	High-Impedance Surface	4
HPBW	Half-Power Beamwidth	38
ISM	Industrial, Scientific and Medical	1
ITU	International Telecommunications Union	35
MoM	Method of Moments	16
PBG	Photonic Band Gap	4
PEC	Perfect Electric Conductor	13
RCS	Radar Cross-Section	17
SLL	Side Lobe Level	38
TE	Transverse Electric	11
\mathbf{TM}	Transverse Magnetic	11
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio	38
WLAN	Wireless Local Area Network	1

Sumário

1 Introdução				
	1.1	Objeti	vo	2
	1.2	Estrut	ura da dissertação	2
2	Sup	erfície	s Seletivas em Frequência	4
	2.1	Introd	ução	4
	2.2	Conce	itos teóricos	5
		2.2.1	Problema das fitas paralelas	6
	2.3	Fatore	s de influência no desempenho	8
		2.3.1	Geometria	8
		2.3.2	Presença de substrato dielétrico	10
		2.3.3	Ângulo de incidência e polarização da onda	11
2.4 Técnicas de análise				12
		2.4.1	Método do circuito equivalente	12
		2.4.2	Outras técnicas	16
	2.5	Histór	ico e aplicações	16
3	Sup	erfície	s de Alta Impedância e Absorvedores Eletromagnéticos	19
	3.1	Introd	ução	19
	3.2	Teoria	de HIS	20
		3.2.1	Ondas superficiais	22
		3.2.2	Texturização de superfícies	24

	3.3	Absorv	vedores eletromagnéticos	25
		3.3.1	Discussão analítica	26
	3.4	Relaçã	o entre absorvedores baseados em HIS e conversores de polarização .	28
	3.5	Estado	da arte	30
4	Pro	jeto e	simulação das estruturas	35
	4.1	Introd	ução	35
	4.2	Antena	a de microfita	36
		4.2.1	Projeto da antena	36
		4.2.2	Simulação	37
	4.3	Projet	o do absorvedor	40
		4.3.1	Construção e simulação da célula unitária	40
		4.3.2	Estudo da influência da tangente de perdas do substrato	46
	4.4	Integra	ação dos absorvedores à antena	48
		4.4.1	Simulações finais	49
		4.4.2	Análise da RCS	55
5	Con	clusõe	S	59
	5.1	Etapas	futuras	60
		5.1.1	Fabricação das estruturas	60
	5.2	Medid	as	61
Aı	Apêndice A – Resumo dos aspectos teóricos das antenas de microfita			
Re	eferêi	ncias		64

Capítulo 1

Introdução

Tecnologias de comunicação sem fio têm exibido notável crescimento, sobretudo nas faixas de frequência não licenciadas *Industrial, Scientific and Medical* (ISM) de 2,4 e 5,8 GHz [1], reservadas para estudos e aplicação nas áreas industrial, científica e médica, regulamentadas por normas tais como largura de banda e máxima potência de transmissão. Nessas bandas, têm destaque os sistemas *Wireless Local Area Network* (WLAN), flexíveis em relação à área de cobertura e aproveitamento de espaço físico.

A evolução dos sistemas de comunicações móveis traz a demanda por antenas com dimensões cada vez menores, e a quantidade de serviços operando em uma grande diversidade de bandas de frequências gera interesse por projetos de antenas que trabalhem em mais do que apenas uma faixa. Nesse sentido, é importante considerar a interferência causada pela transmissão de sinais de rádio entre sistemas em proximidade, quando os sinais propagantes ultrapassam a barreira de seus receptores. Assim, é essencial assegurar a redução desses efeitos de interferência entre os sistemas ou, então, investir no desenvolvimento de técnicas que garantam operação adequada de sistemas coexistentes. Antenas compactas multibanda, principalmente as do tipo microfita, são uma das soluções para tais problemas; entretanto, geralmente possuem pequena largura de banda e baixos níveis de ganho e diretividade, fatores que podem restringir seu uso, dependendo da aplicação. Assim, para melhorar seu desempenho, tem sido investigada a aplicação de metamateriais em associação com estas antenas, possibilitando melhores resultados nos parâmetros de radiação e, por conseguinte, melhor desempenho.

As superfícies seletivas em frequência (FSS) são um subconjunto dos metamateriais materiais artificiais capazes de apresentar propriedades físicas não encontradas em meios naturais —, consistindo em arranjos periódicos de elementos condutores ou de abertura e cujo funcionamento é equivalente a filtros capacitivos e indutivos tradicionais, transmitindo ou bloqueando ondas emitidas para faixas de frequência designadas [2, 3]. Suas propriedades têm sido o tema de intensa pesquisa nas últimas décadas, em particular a melhoria de desempenho de antenas [4, 5, 6, 7] e aplicações militares, pois também demonstram capacidade de reduzir a detectabilidade de objetos [8, 9].

Um dos tópicos de interesse na utilização de FSSs é o projeto e fabricação de estruturas eletricamente finas com características de absorção eletromagnética, isto é, o armazenamento das ondas incidentes na forma de energia térmica, de forma a reduzir os índices de reflexão. Ao aplicar-se estruturas aterradas cujos componentes apresentem perdas, também é possível superar problemas típicos de peso e volume em absorvedores mais tradicionais, tais como os filtros Salisbury e Jaumann [10, 11, 12].

1.1 Objetivo

O objetivo deste trabalho é descrever a integração de uma antena de microfita, de banda dupla operando em 2,45 GHz e 5,65 GHz, com uma camada de metamateriais com a característica de absorção eletromagnética, feitos de superfícies seletivas em frequência metálicas posicionadas sobre um substrato dielétrico com plano de terra metálico em sua parte posterior, ambas numa única estrutura. A principal meta é, por meio de simulações em *software*, verificar a redução de sua área de seção reta de radar, diminuindo sua detecção por sistemas nesse sentido, mantendo os demais parâmetros de radiação e resposta em frequência quase inalterados ou com leve melhoria, de modo que a estrutura permaneça fina.

Cabe destacar que um trabalho inicial de projeto de superfícies seletivas em frequência foi publicado pelo autor no evento MOMAG2020¹, intitulado *"Improving the Performance* of ISM Antenna through Frequency-Selective Surfaces" [13], onde foi desenvolvida uma antena de banda dupla operando nas faixas de 2,45 e 5,8 GHz, com o emprego de FSSs, de forma a verificar a melhoria dos parâmetros da antena. O artigo encontra-se anexado ao final da Dissertação.

1.2 Estrutura da dissertação

Com exceção da introdução, a presente dissertação organiza-se em cinco capítulos:

 $^{^{1}19^{0}}$ Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica (SBMO)/14^{0} Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (CBMag), realizado virtualmente entre os dias 8 e 12 de novembro de 2020.

O Capítulo 2 introduz as superfícies seletivas em frequência, apresentando seu histórico de uso, suas principais aplicações e suas conceituações teóricas, abordando os principais fatores de influência em seu desempenho, bem como a conexão do tema com as superfícies de alta impedância.

Em seguida, o Capítulo 3 desenvolve-se em torno da teoria de superfícies de alta impedância, relacionando suas características e aplicações ao emprego de absorvedores eletromagnéticos e materiais resistivos na construção dos mesmos. Ao final, é feita uma observação atentando para o fenômeno de conversão de polarização e como isso afeta o nível de absorção, e um resumo do estado da arte com publicações dos últimos cinco anos no tema de absorvedores finos.

No Capítulo 4, são detalhadas as etapas de projeto e simulação dos absorvedores em *software* e expostos os resultados obtidos pelas mesmas, com ênfase nos gráficos de parâmetros de espalhamento, largura de banda e impedância, sendo feito, adicionalmente, um estudo da influência da tangente de perdas do substrato nas respostas do absorvedor. Em seguida, discorre-se sobre a integração do conjunto de absorvedores com a antena, comparando-se, assim, os resultados finais de radiação e seção reta de radar com aqueles vistos previamente com a antena isolada.

Por fim, o Capítulo 5 conclui a dissertação, revisitando os principais pontos discutidos no trabalho, destacando as principais contribuições e estabelecendo as etapas futuras do projeto.

O Apêndice A lista os principais parâmetros de avaliação de desempenho de antenas, além de apresentar brevemente as características das antenas de microfita.

Capítulo 2

Superfícies Seletivas em Frequência

2.1 Introdução

O grupo dos metamateriais abrange todos os tipos de materiais artificialmente produzidos, cuja característica fundamental seja a reprodução de comportamentos de materiais naturais ou, então, a presença de propriedades físicas não encontradas na natureza [14, 15].

Divide-se em diversas classes e subclasses, dentre as quais as mais importantes para estudos da área de comunicações sem fio estão reunidas no grupo *Electromagnetic Band Gap* (EBG), que consiste em estruturas tridimensionais que bloqueiam ondas eletromagnéticas para uma certa banda frequencial. Dessa forma, essas estruturas atuam do mesmo modo que os filtros tradicionais abordados no estudo de circuitos elétricos. Dentro do EBG, pode-se encontrar, em maior importância, os seguintes subgrupos:

- Photonic Band Gap (PBG): atua como um filtro rejeita-faixa, servindo de substrato a antenas e também a controle de propagação de ondas em substratos [16, 17]. Embora se refira à faixa óptica do espectro em seu nome, estruturas PBG também são empregadas em sistemas de micro-ondas [18].
- Artificial Magnetic Conductor (AMC): estruturas de caráter metálico e dielétrico que, em determinada banda do espectro, comportam-se como um condutor magnético perfeito, refletindo ondas em fase e eliminando ondas superficiais.
- *High-Impedance Surface* (HIS): cavidades ressonantes que repousam em um substrato dielétrico e apresentam plano de terra na face oposta às mesmas. Promovem reflexão com manutenção de fase [19], além de bloquear ondas superficiais para uma dada banda.

• *Frequency-Selective Surface* (FSS): também planares, podem assumir diversas configurações de filtros espectrais, e serão abordadas com maior profundidade neste capítulo.

Este capítulo trata de uma exposição dos pontos de maior importância no estudo de FSS, tendo em vista que são parte integrante do projeto de absorvedor eletromagnético deste trabalho. A seção 2.2 detalha a teoria por trás da criação de uma FSS ao demonstrar seu caráter filtrante. A seção 2.3 dedica-se aos principais fatores de influência em desempenho que devem ser considerados. Na seção 2.4 são explicadas as principais técnicas de análise de FSS, e por fim, na seção 2.5 é feito um histórico resumido das FSSs, seguido de suas principais aplicações na atualidade.

2.2 Conceitos teóricos

Superfícies seletivas em frequência consistem em um arranjo periódico uni ou bidimensional de elementos planares, em dois tipos a serem descritos adiante, cuja principal função é atuar como filtro, isto é, repassar sinais eletromagnéticos (transmissão) apenas em determinados segmentos do espectro de frequências, e rejeitá-los (reflexão) nas demais [20]. A figura 2.1 ilustra um esquema típico de FSS do tipo elementos metálicos.



Figura 2.1: Esquema de uma superfície seletiva em frequência do tipo elementos metálicos e seus componentes [21].

A resposta em frequência de uma FSS é determinada pelo tipo de arranjo e geometria nela presente. Nesse sentido, caso a FSS seja feita de elementos do tipo abertura — como cavidades em um plano condutor —, terá característica indutiva e atuará como um filtro passa-faixas, ou seja, provoca máxima transmissão da onda incidente em sua frequência de ressonância. Ao contrário, caso a FSS seja feita de elementos do tipo *patch* condutor, terá característica capacitiva e se comportará, então, como um filtro rejeita-faixas, fazendo máxima reflexão da onda incidente [3]. A classificação das FSS em "indutivas" e "capacitivas" origina-se da analogia entre seu comportamento e a teoria de circuitos elétricos, que será abordada em seguida.

2.2.1 Problema das fitas paralelas

Um ponto de partida para a discussão dos efeitos capacitivos e indutivos de uma superfície seletiva em frequência é a relação de sua estrutura com circuitos equivalentes. Primeiramente, concebe-se um plano refletivo que utilize o mínimo metal possível, considerando que uma menor quantidade de metal implica menor coeficiente de reflexão. A solução para tal problema pode ser alcançada de duas formas: por meio de um arranjo de fitas metálicas longas, ou por um conjunto matricial de pequenas fitas metálicas (dipolos). No entanto, conforme será explicado adiante, o real comportamento de cada uma vai de encontro à ideia de menor reflexão com menor quantidade de metal no plano, pois de fato, a matriz de dipolos reflete totalmente as ondas incidentes em sua frequência de ressonância [2, 21].

Na figura 2.2, tem-se uma grade de fitas condutoras paralelas entre si, que de acordo com a orientação do vetor campo elétrico (\mathbf{E}_0), ora se comporta como um filtro capacitivo (vetor perpendicular ao comprimento ds fitas, figura 2.2a), ora indutivo (vetor paralelo ao comprimento das fitas, figura 2.2b).



Figura 2.2: Representação de fitas condutoras paralelas e seus circuitos equivalentes em função do vetor \mathbf{E}_0 [21].

O capacitor em paralelo funciona como filtro passa-baixas, pelo qual são direcionadas as correntes de altas frequências, enquanto aquelas de baixas frequências passam até a porta de saída. O indutor em paralelo, por sua vez, apresenta comportamento oposto, funcionando como filtro passa-altas, por onde são absorvidas as correntes de baixas frequências.

Se as fitas condutoras não são contínuas, apresentando espaçamentos, então ocorrerá uma sobreposição entre efeitos indutivo e capacitivo (filtro LC em série, conforme ilustra a figura 2.3), e a FSS comporta-se como um filtro rejeita-faixa [20], estando a frequência de ressonância em função da distância de separação entre as estruturas e o seu comprimento.



Figura 2.3: Fitas condutoras não contínuas e seu circuito equivalente.

O tipo de FSS descrito acima requer, para seu funcionamento adequado, uma polarização linear e alinhada a um dos eixos das fitas, tendo em vista que seu nível de transmissão é dependente da polarização da fonte. Caso seja necessário analisar outras configurações de polarização ou mesmo sua ausência, pode-se usar geometrias diferentes, tais quais as grades metálicas mostradas na figura 2.4 [21, 22]. Nota-se que os elementos nessa figura apresentam simetria horizontal e vertical, e tal característica elimina a dependência de polarização. Além disso, também é possível considerar materiais metálicos com perdas, por meio da inserção de resistores em série.



Figura 2.4: Grades metálicas e seus circuitos equivalentes.

2.3 Fatores de influência no desempenho

Os parâmetros de desempenho das FSSs podem ser afetados de maneira significativa por quatro principais fatores a serem resumidos nesta seção: a forma geométrica dos elementos periódicos, a presença de um ou mais substratos dielétricos que envolvam, ou nos quais repousem os elementos, os ângulos de incidência e a polarização da onda [22]. Desse modo, torna-se necessário levar em consideração tais variáveis no projeto de uma FSS.

2.3.1 Geometria

Diversas formas geométricas são empregadas no projeto de FSS, sendo que a escolha das mesmas deve levar em conta os requisitos das aplicações, tais como: nível de dependência do ângulo de incidência da onda, nível de polarização cruzada, largura de banda, nível de separação da banda, independência de polarização e redução de dimensionamento. As FSSs são geralmente classificadas conforme sua geometria em grupos tais como os relacionados abaixo [2, 21, 22]:

- Elementos retangulares conectados pelo centro, assumindo, portanto, uma simetria radial [2]. Os tipos mais comuns dentro desse grupo são o dipolo [8], o dipolo cruzado [23], o tripolo e a cruz-de-jerusalém [24], ilustrados na figura 2.5;
- Elementos em formato de espira, isto é, uma forma de contorno fechada, simples ou dupla [2], sendo os tipos mais comuns expostos na figura 2.6 [25, 26, 27];
- Elementos sólidos, não vazados como as espiras, como os *patches* quadrado [8], circular [28] e hexagonal vistos na figura 2.7 [2];
- Elementos que agregam características dos grupos anteriores, exemplificados na figura 2.8, podendo apresentar vantagens como estabilidade angular a diferentes polarizações [21, 29].

Certas formas podem apresentar transições mais rápidas entre bandas de passagem e rejeição do que outras, entretanto, com uma maior sensibilidade ao ângulo de incidência. A tabela 2.1 compara o desempenho de diversas formas adotadas na construção de uma FSS, com respeito a suas características de estabilidade angular, polarização cruzada, largura de banda e banda de separação. Adota-se uma classificação decrescente, onde menores números indicam melhor desempenho [8].



Figura 2.6: Grupo de FSSs formado por elementos cíclicos.

dupla.



Figura 2.7: Grupo de FSSs formado por elementos sólidos.



Figura 2.8: Exemplos de estruturas com combinações [21, 22].

Observa-se, portanto, que para todos os requisitos listados, a espira quadrada é aquela que promove os melhores resultados, enquanto o dipolo apresenta maiores restrições no que tange a ângulo de incidência e largura de banda.

Cada formato de elemento apresenta características distintas de ressonância, a partir das quais deve ser projetada a FSS. Arranjos de dipolos, por exemplo, ressoam quando seu comprimento é múltiplo de metade do comprimento de onda ($\lambda/2$), enquanto espiras

	Estabilidade angular	Polarização cruzada	Maior largura de banda	Menor banda de separação
Espira quadrada	1	1	1	1
Espira circular	1	2	1	1
Cruz-de-jerusalém	2	3	2	2
Tripolo	3	3	3	2
Dipolo cruzado	3	3	3	3
Dipolo	4	1	4	1

Tabela 2.1: Comparação de desempenho entre geometrias diferentes [21].

quadradas fazem o mesmo com a dimensão do lado igual a um múltiplo de comprimento de onda (λ). Elementos sólidos, por sua vez, ressoam quando o fator de periodicidade é múltiplo do comprimento de onda.

2.3.2 Presença de substrato dielétrico

Além da escolha da geometria dos elementos a constituir a FSS, também é necessário modelar adequadamente o substrato dielétrico, pois este também possui influência importante na ressonância da estrutura. O substrato pode tanto envolver totalmente a malha, como visto na figura 2.9a, quanto a malha pode apenas repousar sobre sua superfície, como na figura 2.9b.





Figura 2.9: Representação dos tipos de substrato e seu comportamento [21, 22].

A figura 2.9a ilustra que, para uma FSS totalmente envolvida por um substrato dielétrico infinito, a frequência de ressonância (f_0) reduz-se por um fator igual a $\sqrt{\varepsilon_{eff}}$, onde ε_{eff} é a constante dielétrica efetiva do substrato. Para valores de espessura do substrato maiores do que, aproximadamente, $\frac{1}{20}$ do comprimento de onda elétrico (λ_e), vale que $\varepsilon_{eff} = \varepsilon_r$, porém, no caso em que o substrato é finito, conforme visto na figura 2.9b, o fator de redução encontra-se no intervalo entre 1 e $\sqrt{\varepsilon_r}$ [2].

Quando a FSS é encoberta pelo substrato apenas em um dos lados, como se vê na figura 2.9b, ε_{eff} passa a ser a média aritmética entre ε_r e 1 $(\frac{1+\varepsilon_r}{2})$, onde 1 é a constante dielétrica relativa ao espaço livre (ε_0) .



(a) FSS embutida em substrato infinito.(b) FSS embutida, e sobre substrato finito.Figura 2.10: Efeito do substrato dielétrico sobre o padrão de ressonância da FSS [21].

Os dois esquemas de configuração do substrato alteram a frequência de ressonância de diferentes maneiras, no entanto, uma característica comum dos dois é a melhora da estabilidade angular, ou seja, diminuição da sensibilidade a ângulos de incidência oblíquos. Isso se explica pelo fato de, pela lei de Snell, sendo o índice de refração do dielétrico maior do que o do ar $(n_{sub} > n_{ar})$, o ângulo de incidência é menor dentro do substrato do que no espaço livre $(\theta_{sub} < \theta_{ar})$ [30].

2.3.3 Ângulo de incidência e polarização da onda

As propriedades de ressonância de uma FSS também podem ser modificadas de acordo com o ângulo de incidência da onda eletromagnética. Conforme mostra a figura 2.11, uma onda oblíqua enxerga o espaçamento periódico entre as unidades condutoras (g)efetivamente reduzido a um fator de $\cos \theta$, onde θ é o ângulo entre a reta normal à FSS e a onda incidente [31]. No caso de espiras quadradas, um aumento de θ implica diminuição do valor de frequência de ressonância [24, 32, 33, 34].

A polarização da onda também é um fator determinante no comportamento da FSS. Para o caso de uma polarização transversa elétrica — *Transverse Electric* (TE) —, o vetor campo elétrico é sempre paralelo às fitas condutoras, logo o comprimento efetivo é totalmente independente do ângulo de incidência; enquanto na polarização transversa magnética — *Transverse Magnetic* (TM) — o vetor campo elétrico chega oblíquo às fitas



Figura 2.11: Representação da redução do espaçamento efetivo da FSS em função do ângulo de incidência da onda [21, 22].

(chegando paralelo o campo magnético), assim diminuindo os comprimentos efetivos à medida que aumenta o ângulo de incidência [21].

Mudanças da resposta em frequência de uma FSS por ângulo de incidência ou polarização podem ser contornadas por meio do dimensionamento adequado de seus elementos, ou mesmo com a aplicação de múltiplos substratos [30, 35, 36].

2.4 Técnicas de análise

Encontra-se na literatura uma diversidade de técnicas numéricas de análise de uma FSS, desenvolvidas com o intuito de observar seu comportamento e a relação deste com as considerações de projeto. Não há, até o momento, técnica que sobressaia por ser aplicável de maneira universal ou por conseguir unir precisão e baixo esforço computacional em todos os casos. Pode-se classificar tais técnicas em três categorias básicas: técnicas de teoria de circuitos — a ser exposta em maior detalhe nesta seção —, técnicas de expansão modal e técnicas iterativas [22].

2.4.1 Método do circuito equivalente

O modelo de circuito equivalente é uma técnica simples de análise de FSS, indicada para elementos de baixa complexidade e baixos recursos computacionais, segundo o qual o arranjo periódico de estruturas é representado como uma linha de transmissão, com associações entre indutores e capacitores. O espaço livre, então, é representado por segmentos da linha envolvendo a FSS, com impedância igual a $Z_0 = \eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \approx 377 \,\Omega.$ Esse modelo tem como ponto de partida o estudo das grades de fitas condutoras paralelas, inicialmente proposto em [37] e estendido por outros autores [38, 39], e foi adotado em [22] com o intuito de obter predições rápidas e com bom grau de precisão até a primeira ressonância das estruturas, onde ocorrem os lóbulos de gradeamento, sendo esse o limite de validação do modelo. Esta técnica limita-se a cenários de polarização linear e elementos com geometrias simples, devido a seu caráter escalar, e sua precisão poderá apresentar variações entre diferentes projetos, mesmo permitindo a inclusão de substratos dielétricos e incidências oblíquas [22].

Nessa técnica de análise, parte-se da configuração *freestanding*, onde a FSS é analisada idealmente como sendo feita de um material condutor elétrico perfeito — *Perfect Electric Conductor* (PEC) — suspensa no espaço livre, sem a presença de dielétricos. As estruturas de representação mais simples em um modelo de linhas de transmissão são aquelas que apresentam ressonância singular, podendo ser representadas por associações em série (FSS capacitiva) ou paralelo (FSS indutiva) de um circuito LC. Toma-se como exemplo nesta seção uma estrutura típica *freestanding*, representada na figura 2.12.



Figura 2.12: FSS em configuração *freestanding* e seu modelo de circuito equivalente [22].

Como é apontado na figura, a impedância da FSS (Z_{FSS}) é igual à associação série do capacitor e do indutor, a ver na equação 2.1:

$$Z_{\rm FSS} = \frac{1}{j\omega C} + j\omega L = -j\left(\frac{1-\omega^2 LC}{\omega C}\right)$$
(2.1)

Por sua vez, a impedância de entrada (Z_{ent}) é definida pela associação paralelo entre a impedância do espaço livre (Z_0) e a impedância da FSS (Z_{FSS}) , representada na equação 2.2:

$$Z_{ent}^{-1} = Z_{FSS}^{-1} + Z_0^{-1} \therefore Z_{ent} = \frac{Z_{FSS}Z_0}{Z_{FSS} + Z_0}$$
(2.2)

Uma simulação de onda completa da estrutura, isto é, utilizando software de eletro-

magnetismo especializado, permite a obtenção de seu coeficiente de reflexão (Γ), e por conseguinte a obtenção de Z_{FSS} , segundo a relação dada pela equação 2.3 [22]:

$$Z_{\rm FSS} = -\frac{Z_0^2 \,(1+\Gamma)}{2Z_0 \Gamma}$$
(2.3)

Utilizando-se de um algoritmo de otimização de curvas exposto em [22], pode-se extrair, dos valores de Z_{FSS} encontrados no simulador de onda completa, os parâmetros concentrados (indutância e capacitância). Tal algoritmo inicia-se de um ponto nulo $(\omega_0 = 2\pi f_0)$ de Z_{FSS} , no qual $C = \frac{1}{\omega_0^2 L}$, e por meio de iterações, retorna um valor de indutância que aproxime a curva de impedância do circuito equivalente daquela obtida pelo simulador.

A configuração *freestanding* é somente ideal, e não considera as propriedades de materiais reais nem a necessidade de sustentação mecânica para os elementos da FSS; para tanto, é necessário o emprego de placas dielétricas, apesar de estas apresentarem também uma ampla gama de utilidades, que incluem a minimização de mudanças indesejáveis as propriedades de ressonância e de largura de banda, além de reduzir variações conforme a incidência angular [30, 40, 41].

No modelo de circuito equivalente, os substratos dielétricos são representados por linhas extras de transmissão, adicionadas antes e depois do filtro LC representante da FSS, conforme ilustra a figura 2.13. Considerando $\mu_{r_n} = 1 \forall n = 1, 2, ...,$ cada camada ntem uma impedância $Z_n = \sqrt{\frac{\mu_{r_n}\mu_0}{\varepsilon_{r_n}\varepsilon_0}} = \frac{\eta_0}{\sqrt{\varepsilon_{r_n}}}.$



Figura 2.13: Circuito equivalente de uma FSS posicionada entre duas camadas dielétricas [22].

Dada a nova configuração do circuito, a impedância de entrada Z_{ent} é encontrada segundo a equação 2.4:

$$Z_{ent} = Z_1 \frac{1 + \Gamma_{ent}}{1 - \Gamma_{ent}} \tag{2.4}$$

onde Z_1 é a impedância da primeira camada dielétrica vista pela onda e Γ_{ent} é dado por

sua vez pela equação 2.5:

$$\Gamma_{ent} = \frac{Z_0 \left(1 + \Gamma_d\right) - Z_1 \left(1 - \Gamma_d\right)}{Z_0 \left(1 + \Gamma_d\right) + Z_1 \left(1 - \Gamma_d\right)}$$
(2.5)

onde Γ_d é o coeficiente de reflexão da nova estrutura [22].

Em [22], o modelo do circuito equivalente foi analisado em estruturas de geometrias variadas para sua validação, observando que, limitando-se a elementos com ressonância simples, a associação LC série também é aplicável a formatos de complexidade maior do que um *patch* quadrado, tais como a espira quadrada e o dipolo cruzado. Por sua vez, FSSs de banda dupla podem ser analisadas por meio da inclusão de um filtro LC série adicional ao circuito, em paralelo ao original, conforme ilustra o esquemático da figura 2.14. Tal análise compreende os modelos cruz-de-Jerusalém (ver figura 2.5d) e espira quadrada dupla (ver figura 2.6b).



Figura 2.14: Circuito equivalente de uma FSS *freestanding* com dupla ressonância [22].

Aplicando as regras de teoria de circuitos, chega-se à fórmula da impedância da FSS para dupla ressonância na equação 2.6, desenvolvida em [42]:

$$Z_{\rm FSS} = \jmath \, \frac{(1 - \omega^2 L_1 C_1) \, (1 - \omega^2 L_2 C_2)}{\omega \left[C_1 + C_2 - \omega^2 C_1 C_2 \, (L_1 + L_2)\right]} \tag{2.6}$$

onde $L_1 \in C_1$ são componentes do primeiro filtro LC série e $L_2 \in C_2$, componentes do segundo filtro LC série.

As frequências de ressonância, então, podem ser encontradas por meio da análise dos zeros (valores de ω que anulam o numerador) e polos (valores de ω que igualam o denominador a zero) na fórmula da equação 2.6; e a partir das mesmas, chega-se aos valores de C_1 , L_1 e C_2 , sendo L_2 encontrado por meio de iterações de otimização de curvas, de maneira semelhante ao modelo de ressonância simples.

2.4.2 Outras técnicas

A técnica mais comum de análise de FSS é o Método dos Momentos — Method of Moments (MoM), sendo um exemplo de técnica por expansão modal abordada primeiro em [43, 44] e também por outros autores [8, 45, 46, 47, 48, 49]. O MoM forma uma equação integral ao avaliar fluxos de corrente sobre os elementos condutores da FSS e combinando o campo tangencial à superfície dos mesmos. Respeitando a condição de contorno sobre tal superfície (campo elétrico total nulo), a equação integral reduz-se em um conjunto de equações algébricas lineares a serem resolvidas numericamente [29].

Outras técnicas recorrentes são a técnica das diferenças finitas no domínio do tempo — *Finite-Difference Time Domain* (FDTD) — e o método dos elementos finitos — *Finite Element Method* (FEM) —, ambas caracterizadas, porém, por lentidão e alto esforço computacional. O diferencial da FDTD sobre os demais métodos aqui apresentados é, como diz seu nome, a análise pelo domínio do tempo, o que permite ampla faixa frequencial em uma única simulação; a FDTD também apresenta a vantagem de analisar estruturas não homogêneas e perdas dielétricas ou magnéticas [50, 51, 52, 53].

2.5 Histórico e aplicações

No século XVIII, o físico americano David Rittenhouse realizou um estudo de redes de difração óptica, no qual construiu um anteparo de fios separados a uma mesma distância entre si e postos contra luz branca (não monocromática). O que se observou a partir deste experimento foi uma filtragem espectral da luz incidente em linhas de comprimentos de onda distintos, também espaçadas de forma igual em relação a uma linha central de luz branca, sendo tal distância de separação dependente do espaçamento dos fios do anteparo [21, 22, 29, 45]. O estudo de Rittenhouse, portanto, demonstrou a relação de dependência entre as dimensões físicas do conjunto de fios com a sua resposta em frequência, e configura-se na base dos princípios que regem o projeto de superfícies seletivas em frequência.

As FSSs são objeto de vasto estudo desde a década de 1960, sobretudo pelo interesse em aplicações militares [2, 8]. Como exemplo, o programa *Voyager* explorava uma FSS para aplicação em refletor de duas bandas de frequência — permitindo operação em ambas e alimentação por duas fontes distintas [54]. Desde então, as propriedades de filtragem e possibilidade de aplicações das FSSs em diversas bandas espectrais motivam intensos estudos na área. Talvez a mais conhecida das aplicações de FSS seja a grade protetora da porta de um forno de micro-ondas. De modo geral, ela é feita de estruturas do tipo abertura que comportam-se como um filtro passa-alta; desta forma, as ondas de frequências mais baixas, da faixa de 2,4 GHz, geradas pelo aparelho com o propósito de aquecer os alimentos permanecem enclausuradas e refletidas em seu interior, não sendo irradiadas para as áreas externas [8].

Uma das primeiras situações de emprego das FSSs foi na diminuição da seção reta de radar — Radar Cross-Section (RCS) — em embarcações e aeronaves, funcionando como radomes, que são filtros passa-faixa transparentes para ondas na banda de operação da antena e refletem as demais para direções diferentes do emissor. Seu princípio de funcionamento é esquematizado nas figuras 2.15a, posicionada no mastro de um navio, e 2.15b, posta na extremidade da antena de radar de uma aeronave [2, 8].



Figura 2.15: Demonstração do funcionamento de um radome, onde "F1" é a frequência de trabalho da antena e "F2" é qualquer frequência indesejada [21, 55].

Outras aplicações de FSS para a faixa de micro-ondas residem em absorvedores eletromagnéticos, os quais serão abordados em maior detalhe no capítulo 3. Os exemplos mais famosos de absorvedores são o Salisbury — uma folha resistiva posicionada a uma distância igual a $\lambda/4$ de um plano de terra com o objetivo de gerar perdas a um campo incidente — e o absorvedor Jaumann, que alarga a banda de absorção original do Salisbury ao cascatear várias folhas resistivas separadas a $\lambda/4$ entre si [10, 11, 12]. Ambas são caracterizadas por alta absorção e baixa sensibilidade à polarização e incidência angular.

FSSs também podem ser empregadas como componentes de antenas refletoras com múltiplas bandas [8, 56, 57, 58, 59], que permitem compartilhamento com mais de uma fonte de alimentação ao provocarem reflexão total em uma banda de frequência e transmissão total para outras, sendo apresentado como exemplo um sub-refletor dicroico ilustrado na figura 2.16.



Figura 2.16: Representação de uma antena de banda dupla com sub-refletores [21, 22].

As superfícies seletivas em frequência também se fazem presentes em determinados projetos destinados à redução de interferência de sistemas sem fio em escritórios. Conforme exemplificado em [60], uma divisória de escritório é convertida em uma FSS com espiras metálicas quadradas e um substrato fino, a qual demonstra promover uma atenuação de sinais próximos na ordem de 10 dB, melhorando assim o desempenho do sistema WLAN do escritório.

Capítulo 3

Superfícies de Alta Impedância e Absorvedores Eletromagnéticos

3.1 Introdução

Superfícies metálicas, embora sejam úteis como refletores, podem impor comportamentos adversos no desempenho de dispositivos eletromagnéticos como antenas, destacandose dois dentre eles: a possibilidade de reflexão de ondas com inversão de fase, gerando interferência destrutiva, caso a antena se localize a uma distância muito pequena; e a propagação de ondas superficiais ao longo do plano condutor, que prejudicam a eficiência de radiação da antena [61].

A partir do fim da década de 1990, entretanto, com a proposição de estruturas especiais em [19] que mitigavam os efeitos indesejáveis provocados pelos planos condutores, iniciou-se uma série de estudos e aplicações sobre tais dispositivos, que são denominados superfícies de alta impedância — HIS — em razão de uma de suas principais características em superfície. Mais recentemente, também se observa a utilização dessas estruturas como absorvedores eletromagnéticos finos e compactos.

As HISs são parte de um conjunto de metamateriais de espessura eletricamente fina denominadas *metassuperfícies*.

O presente capítulo está organizado em duas partes, sendo a primeira dedicada à exposição resumida de HIS com seus principais aspectos teóricos, além de relacionar os exemplos mais importantes de aplicações na literatura. A segunda parte trata dos absorvedores eletromagnéticos, seus tipos e o uso específico de HIS nesse sentido, detalhando os aspectos de consideração de projeto e encerrando com uma lista de aplicações recentes e uma consideração sobre reflexões em polarização cruzada.

3.2 Teoria de HIS

A presença de um plano de terra próximo a uma antena provoca a reflexão das ondas que irradiem em sua direção, dobrando assim os valores de ganho da antena — isto é, um aumento em aproximadamente 3 dB. Caso a antena esteja posicionada próxima demais a esse plano, ocorrerá inversão de fase das ondas com a reflexão, e consequentemente interferência destrutiva no sentido oposto, conforme ilustra a figura 3.1a.

O problema da interferência destrutiva pode ser contornado com o correto espaçamento entre a antena e o plano de terra, equivalente a um quarto do comprimento de onda ($\lambda/4$). Nessa posição particular, tal como mostra a figura 3.1b, as ondas irradiadas em direção ao plano completam um ciclo inteiro ao retornar à antena e, assim, ocorre interferência construtiva. A desvantagem desse método reside justamente na obrigatoriedade da separação a uma distância fixa [62].



Figura 3.1: Comparação de interferências de ondas em uma antena posicionada paralela a um plano de terra, a uma distância d [62].

Ondas superficiais propagam-se na região de fronteira entre o espaço livre e metais, sendo denominadas *plasmons* nas faixas de frequências ópticas, e estando nesse caso virtualmente restritas à interface propriamente dita; na faixa de micro-ondas ou RF, no entanto, tais ondas são denominadas correntes de superfície e também se espalham na região de espaço livre ao redor, na ordem de milhares de vezes o seu comprimento de onda [62]. Conforme ilustra a figura 3.2, o campo elétrico (**E**) no modo TM propaga-se em ciclos ao redor do campo magnético (**H**) tangencial ao plano.

Na configuração de uma antena posicionada próximo a um plano refletor infinito, as



Figura 3.2: Propagação de onda TM no plano condutor [62].

correntes de superfície não encontram obstáculos e causam apenas uma modesta redução da eficiência de irradiação. Porém, se o plano é finito, as correntes irradiam diante de suas bordas, o que resulta em uma interferência por múltiplos percursos, conforme ilustra a figura 3.3.



Figura 3.3: Interferência por múltiplos percursos esquematizada [62].

O plano refletor pode ter suas propriedades em radiofrequência modificadas com uma texturização periódica, a qual, sendo pequena comparada ao comprimento de onda, pode ser descrita por meio de um modelo de meio efetivo e analisada por meio de sua impedância de superfície, definida como a razão entre os campos elétrico e magnético tangenciais à superfície, expressa em ohms por quadrado (Ω/\Box) [22, 62]. Enquanto planos refletores lisos apresentam baixo valor desse parâmetro, superfícies texturizadas podem apresentar um alto valor do mesmo, caracterizando modos de ondas superficiais significativamente diferentes.

Uma superfície de alta impedância (HIS) típica é formada por placas metálicas conectadas a um plano condutor por pinos também metálicos. Caso essas placas sejam pequenas em relação ao comprimento de onda, pode-se descrever suas propriedades por capacitores e indutores, comportando-se como circuitos LC ressonantes que filtram o fluxo de corrente no plano. Essa estrutura apresenta modos de propagação TM a velocidades muito menores que a da luz, enquanto também apresenta modos TE restritos à superfície em determinadas frequências, nos quais o campo elétrico é tangencial. No caso em que um substrato dielétrico apoie o plano e as estruturas metálicas e os pinos metálicos estejam
ausentes, ainda haverá propagação de correntes dentro da superfície.

A figura 3.4 ilustra que, ao substituir-se um plano de terra comum por uma HIS, esta reflete as ondas irradiadas em sua direção em concordância de fase ($\Gamma = 1$), resultando numa interferência construtiva que permite eficiência de irradiação a um grau de separação menor do que a fração de um quarto do comprimento de onda; além disso, a não propagação de correntes superficiais em dadas faixas do espectro também contribui positivamente nos padrões da antena.



Figura 3.4: Antena posta diante de uma HIS [62].

3.2.1 Ondas superficiais

É possível extrair as propriedades de uma onda superficial por meio da resolução de equações de campo na região de fronteira entre dois meios com constantes de permissividade distintas, particularizando então para a interface entre um plano metálico e o espaço livre, como foi demonstrado em [62]. Na hipótese de uma onda TM, cuja constante de decaimento no espaço livre (1) é igual a α e no meio (2), igual a γ , estas e o número de onda k serão definidos por meio das equações 3.1 a 3.3:

$$k = \sqrt{\frac{\varepsilon_r}{1 + \varepsilon_r}} \frac{\omega}{c} \tag{3.1}$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{-1}{1+\varepsilon_r}} \frac{\omega}{c} \tag{3.2}$$

$$\gamma = \sqrt{\frac{-\varepsilon_r^2}{1+\varepsilon_r}} \frac{\omega}{c} \tag{3.3}$$

onde ε_r é a constante de permissividade no meio (2) e c, a velocidade da luz no vácuo. Equações análogas podem ser encontradas para modos TE ao realizar a análise com constantes de permeabilidade (μ).

Se (2) for um meio dielétrico, com ε_r positiva, logo α e γ são imaginárias puras e não há decaimento de onda na superfície, o que explica a ausência de ondas superficiais TM em materiais não condutores. A condição de confinamento à superfície é satisfeita com um valor de ε_r imaginário puro, ou real e menor que -1, o que ocorre em metais ou demais materiais com permissividades não positivas.

Em metais, a permissividade depende de sua condutividade (σ), estando equacionada em 3.4:

$$\varepsilon_r = 1 - \jmath \left(\frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} \right) \tag{3.4}$$

A condutividade, em faixas de micro-ondas, é geralmente real e com valor absoluto de elevada ordem de grandeza, o que gera um ε_r também grande e virtualmente imaginário puro e, em consequência, o número de onda k torna-se aproximadamente igual à simples razão $\frac{\omega}{c}$, indicando uma propagação de ondas superficiais próxima à velocidade da luz no vácuo e com pouca atenuação ao longo do plano metálico.

A equação 3.5 descreve a aproximação da constante α considerando o meio e a faixa espectral indicados anteriormente, indicando uma propagação a grandes distâncias no espaço livre nessas condições.

$$\alpha = \sqrt{\frac{-1}{2 - j\frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0}}} \frac{\omega}{c} \approx \sqrt{\frac{\omega\varepsilon_0}{2\sigma}} (1 - j) \frac{\omega}{c}$$
(3.5)

Finalmente, a constante γ também pode ser aproximada nesse caso particular, conforme a equação 3.6, da qual se pode derivar a fórmula da profundidade reticular (*skin depth*), dada na equação 3.7 e importante para o posterior entendimento da impedância de superfície. Infere-se que as ondas superficiais em micro-ondas percorrem apenas uma curta distância dentro do metal.

$$\gamma \approx \sqrt{-\varepsilon_r} \, \frac{\omega}{c} = \sqrt{\frac{j\sigma}{\omega\varepsilon_0}} \, \frac{\omega}{c} \approx \frac{1+j}{\sqrt{2}} \sqrt{\sigma\omega\mu_0} = \frac{1+j}{\delta} \tag{3.6}$$

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu_0\sigma}} \tag{3.7}$$

Pode-se chegar à equação de impedância em um plano metálico ao utilizar-se das equações de Maxwell para obter, a partir da razão entre os campos elétrico e magnético da superfície, uma relação entre os parâmetros α , ε , μ e a frequência ω . Considerando que o plano metálico seja paralelo ao plano yz e a onda superficial propague-se no eixo ze decaia na direção +x, a impedância de superfície é obtida pela equação 3.8 [62]:

$$Z_S^{\rm TM} = \frac{E_z}{H_y} = \jmath\left(\frac{\alpha}{\omega\varepsilon}\right) \tag{3.8a}$$

$$Z_S^{\rm TE} = \frac{-E_y}{H_z} = -\jmath \left(\frac{\omega\mu}{\alpha}\right) \tag{3.8b}$$

Pelas equações observa-se que, enquanto ondas TM requerem uma reatância positiva, isto é, uma impedância de superfície indutiva, ondas TE requerem por sua vez uma reatância negativa, e portanto uma impedância de superfície capacitiva.

3.2.2 Texturização de superfícies

Ao acrescentar pequenas protuberâncias igualmente espaçadas em um plano metálico, para um comprimento de onda igual ao dobro desse espaçamento, ocorre uma estreita lacuna de banda que impede a propagação de ondas superficiais. Tal lacuna localiza-se entre duas frequências correspondentes ao modo em que os pontos nulos da onda estão acima das protuberâncias, e a outro em que os nulos estão a meio caminho entre uma protuberância e outra [62].

À medida que as protuberâncias se estendem verticalmente, a lacuna também aumenta, e com o alargamento de seus "cumes" — conforme mostra a figura 3.5 — os campos elétricos ficam confinados às fendas entre os mesmos, gerando uma capacitância significativa. Ao mesmo tempo, o caminho percorrido pelas correntes torna-se mais longo e cíclico na presença dessas irregularidades, gerando assim uma indutância. Esses efeitos, por fim, contribuem para o caráter filtrante de um plano condutor texturizado, efetuando um bloqueio de correntes de superfície.

Com a presença de indutâncias e capacitâncias, é possível então descrever a HIS por um circuito LC paralelo equivalente, cuja impedância é igual a $\jmath \left(\frac{\omega L}{1-\omega^2 LC}\right)$. Esta assume um caráter predominantemente indutivo a baixas frequências, permitindo modos TM, e predominantemente capacitivo a altas frequências, permitindo então modos TE. Na



Figura 3.5: Desenvolvimento de estruturas protuberantes em um plano condutor [62].

região de ressonância, a impedância torna-se elevada a ponto de exibir um comportamento assintótico, e impede a propagação de ondas superficiais pelo espaço livre, além de refletir ondas incidentes com concordância de fase.

3.3 Absorvedores eletromagnéticos

O princípio básico de operação de um absorvedor de ondas eletromagnéticas é a conversão da totalidade, ou ao menos grande parte da energia dessa natureza que incide sobre ele. Há, na literatura, grande diversidade de formas geométricas com as quais se pode desenvolver absorvedores [10, 63, 64], sendo os projetos mais tradicionais as estruturas Jaumann, Salisbury e Dallenbach, os dois primeiros brevemente mencionados no capítulo 2 [65, 66]. Enquanto num absorvedor Salisbury perdas são inseridas com um plano resistivo localizado a $\lambda/4$ de distância de um plano de terra, um absorvedor Jaumann alarga a banda de absorção ao adotar uma série de planos resistivos separados entre si por $\lambda/4$. Por sua vez, o absorvedor Dallenbach é desenhado de forma semelhante, porém dispensa qualquer folha resistiva: a absorção ocorre por meio da dissipação da potência incidente por materiais dielétricos e homogêneos empilhados entre si, em cima do plano de terra [22, 67].

Esses absorvedores clássicos podem trazer, dependendo de sua aplicação, problemas de limitação de largura de banda ou de grande peso e volume. Em [68, 69] são expostos métodos para aumentar a banda de absorção dessas configurações tradicionais, cujo princípio em comum é a criação de ressonâncias adicionais na vizinhança de $\lambda/4$. Para reduzir a espessura dessas estruturas, pode-se usar uma HIS ou metassuperfície no projeto de um absorvedor, utilizando um princípio semelhante ao absorvedor Salisbury ao combinar as propriedades de ressonância da HIS com as perdas feitas por folhas resistivas [70]. Também é possível acoplar diretamente as perdas nos elementos acima do plano de terra [71], por meio de materiais ou tintas resistivas ou pela associação de resistores entre as células [72, 73]. Entretanto, há a dificuldade de realização da camada resistiva, devido a altos custos dos resistores.

Uma maneira de contornar tal problema é relatada em [74], onde, em vez da inserção de perdas nos elementos ressonantes, propõe-se a utilização de um substrato dielétrico com perdas, método similar devido à penetração nesse substrato de uma parte dos campos elétricos na região de separação entre os elementos periódicos, que também induz a uma resistência média de superfície nas correntes de superfície [69]. Tendo em vista as restrições impostas pelos modelos mais tradicionais, esta será a técnica de projeto adotada para o absorvedor deste trabalho.

3.3.1 Discussão analítica

O nível de absorção de energia de uma interface em função da frequência é regido pela equação 3.9, estando portanto definida como a parte da onda que não é nem refletida nem transmitida, ficando armazenada na própria estrutura.

$$\mathcal{A}(\omega) = 1 - \mathcal{R}(\omega) - \mathcal{T}(\omega) \tag{3.9a}$$

$$\mathcal{R}(\omega) = |S_{11}|^2_{yy} + |S_{11}|^2_{xy}$$
(3.9b)

$$\mathcal{T}(\omega) = |S_{21}|_{yy}^2 + |S_{21}|_{xy}^2 \tag{3.9c}$$

onde o subscrito yy denota polarização colinear no eixo y (TE), isto é, a componente na qual a onda refletida ou transmitida não sofre nenhuma mudança em sua polaridade; e o subscrito xy denota polarização cruzada de TE para TM — isto é, o quanto da onda é refletida/transmitida em polaridade ortogonal à incidente. Analogamente, subscritos xx e yx denotariam onda incidente no modo TM e onda refletida/transmitida no modo TE.

No caso em que FSSs resistivas são empregadas, o modelo de circuito equivalente emprega uma associação RLC série, e sua impedância é representada pela equação 3.10 [22, 75]:

$$Z_{\rm FSS} = R - \jmath \left(\frac{1 - \omega^2 LC}{\omega C} \right) \tag{3.10}$$

Em contrapartida, a impedância da estrutura absorvedora Z_S é definida na equação 3.11 como a associação paralela entre Z_{FSS} e a impedância de superfície do substrato dielétrico Z_d :

$$Z_S^{-1} = Z_d^{-1} + Z_{\text{FSS}}^{-1} \tag{3.11}$$

Por sua vez, o substrato dielétrico com plano de terra exibe comportamento indutivo e sua impedância é definida pela equação 3.12, para modos TE e TM:

$$Z_d^{\rm TE,TM} = j Z_m^{\rm TE,TM} \tan \beta d \tag{3.12a}$$

$$Z_m^{\rm TE} = \frac{\omega \mu_r \mu_0}{\beta} \tag{3.12b}$$

$$Z_m^{\rm TM} = \frac{\beta}{\omega \varepsilon_r \varepsilon_0} \tag{3.12c}$$

onde d é a espessura do substrato, $Z_m^{\text{TE,TM}}$ é a impedância característica do substrato para modos TE e TM, $\beta = \sqrt{k^2 - k_t^2}$ é a propagação pela normal da placa, $k_t = k_0 \sin \theta$ é o número de onda transverso para o ângulo de incidência θ e $k_0 = \frac{\omega}{c}$ é o número de onda no espaço livre [22, 75]. O desenvolvimento dessas equações leva, então, às fórmulas das partes real (equação 3.13a) e imaginária (equação 3.13b) da impedância de entrada:

$$\Re\left\{Z_S\right\} = \frac{RZ_d^2}{\left(\frac{1-\omega^2 LC}{\omega C} - Z_d\right)^2 + R^2}$$
(3.13a)

$$\Im \{Z_S\} = \frac{Z_d \left(-\omega L + \frac{1}{\omega C}\right) \left(\frac{1-\omega^2 LC}{\omega C} - Z_d\right) + R^2 Z_d}{\left(\frac{1-\omega^2 LC}{\omega C} - Z_d\right)^2 + R^2}$$
(3.13b)

Na ocasião em que a impedância do substrato Z_d e a parte imaginária de Z_{FSS} se igualam em valor, ocorre ressonância e para substratos finos, a impedância da estrutura Z_S tornase real, definida pela equação 3.14:

$$Z_S = \frac{\left(Z_m^{\text{TE,TM}}\right)^2 \tan^2 \beta d}{R} \tag{3.14}$$

A condição de absorção ideal é atingida quando Z_S é igual à impedância do espaço livre (Z_0) . Assim, é possível calcular a resistência ótima (R_{opt}) para satisfazer essa condição, segundo a equação 3.15, que evidencia sua dependência da espessura do substrato e sua permissividade, sendo tanto maior quanto maior for a espessura:

$$R_{\rm opt} = \frac{\left(Z_m^{\rm TE,TM}\right)^2 \tan^2 \beta d}{Z_0^{\rm TE,TM}} \tag{3.15}$$

A resistência ótima de superfície da camada com perdas seria igual a R_{opt} caso houvesse uniformidade na mesma; no entanto, em se tratando de uma FSS, o substrato nunca é totalmente encoberto por tal camada, logo a resistência de superfície depende, também, da geometria escolhida. É possível estimar a relação entre a resistência R e e resistência superficial $R_{\rm sup}$ da FSS pela equação 3.16 [76]:

$$R \approx R_{\rm sup} \frac{S}{A} \tag{3.16}$$

onde S é o quadrado da periodicidade da célula e A é a área da FSS dentro da célula. Para geometrias mais complexas, como espira quadrada ou dipolo cruzado, A é avaliada somente com os elementos de direção alinhados paralelamente ao campo elétrico, conforme ilustra a figura 3.6.



Figura 3.6: Destaque, em cinza, da área dos elementos (modelos cruz-de-jerusalém e espira quadrada) para cálculo da resistência de superfície [22].

3.4 Relação entre absorvedores baseados em HIS e conversores de polarização

Ao realizar o estudo dos níveis de absorção da estrutura, é de extrema importância analisar os perfis de polarização *colinear* — quando a onda se reflete ou transmite na mesma polaridade de incidência, TE ou TM — e *cruzada* — quando ocorre reflexão ou transmissão com rotação de 90° dos campos vetoriais, isto é, ondas TE tornando-se TM e vice-versa. Em um projeto que se proponha a maximizar o perfil de absorção nas bandas desejadas, a componente cruzada deverá ser muito baixa comparada à colinear; do contrário, não se tratará de um absorvedor pleno, mas de um possível conversor parcial ou total de polarização.

Na literatura, com o aumento do interesse no projeto e construção de absorvedores baseados em metassuperfícies e HIS, têm sido frequentes publicações de supostas estruturas absorvedoras com estruturas periódicas não resistivas que, na verdade, são conversores de polarização, sobretudo alegando operação em banda larga. A confusão dá-se ao ignorar as componentes de reflexão e transmissão relacionadas à polarização cruzada na fórmula de absorvidade da equação 3.9. Em geral, os resultados de um absorvedor pleno baseados em FSSs metálicas, sem o uso de materiais resistivos ou associação de resistores, produzem uma ou mais bandas estreitas de operação, devido a sua natureza ressonante e à anisotropia das estruturas periódicas, que permite que parte das ondas incidentes tenham sua polaridade convertida em vez de serem absorvidas.

Em [77] é investigada uma estrutura periódica banda larga desenvolvida em [78], ilustrada na figura 3.7a, que teria um nível de absorção acima de 90% entre 7,85 e 12,25 GHz, caso não houvesse conversão cruzada; no entanto, ao corretamente levar em consideração essa conversão, o real nível de absorção é de menos que 20%, conforme mostra a figura 3.7b. Aplicou-se um método de conversão de coordenadas para demonstrar que a estrutura converte a polaridade de mais de 90% das ondas incidentes, sendo assim inadequada para aplicações como um absorvedor.



Figura 3.7: Proposta de um suposto absorvedor eletromagnético apresentado em [78].

Outros exemplos de projeto que não observaram essas componentes, ou observaram mas empregaram análises incorretas, são relacionados a seguir. Em [79] propôs-se uma estrutura com elementos periódicos metálicos com largura de banda da ordem de 30 GHz para aplicações de redes móveis de quinta geração (5G), ao longo da qual múltiplas ressonâncias seriam agrupadas. Em [80] projeto semelhante foi exposto, porém com operação na banda C e utilização de *patches* circulares.

Um projeto mais complexo para aplicações em satélite foi relatado em [81] e propôs-se a reduzir a RCS de uma antena na faixa de 6 a 17 GHz com o emprego de uma metassuperfície baseada em AMC composta de dois tipos distintos de células, com a característica adicional de polarização circular ao introduzir aberturas circulares nos *patches* metálicos da antena. Outro projeto de metamaterial com simetria diagonal, descrito em [82], alega absorção de mais de 90% em uma banda de aproximadamente 1 GHz para ângulos de incidência de até 60° .

Em outra abordagem, o projeto em [83] emprega estruturas de *patch* quadrado com "dentes" quadrados de simetria diagonal, informando banda de absorção de mais de 90% entre 4 e 6 GHz e pouca atenuação da mesma para ângulos de incidência de até 50°. Chega a ser mencionada a presença de componentes cruzadas na fórmula de absorção, porém os índices de reflexão cruzada não são explicitados ao longo do trabalho, e a estrutura é referida como um absorvedor de ondas de polarização colinear, o que é incorreto sem uma análise das componentes que convertem a polarização.

3.5 Estado da arte

Absorvedores eletromagnéticos feitos de metamateriais apresentam, em geral, espessura e tamanho pequenos, estruturas simples e são capazes de entregar altos níveis de absorção nas faixas de ressonância desejadas, características que encontram utilidade em ampla gama de projetos. Esta seção dedica-se a resumir, com base em publicações dos últimos cinco anos (2016 a 2020), o que há de mais recente nas pesquisas e buscas por aplicações de absorvedores planares baseados em metassuperfícies, seguindo um panorama geral abordando tanto o domínio das micro-ondas quando o da ordem de terahertz, em localização espectral intermediária entre as micro-ondas e a luz infravermelha.

Em um primeiro exemplo, projetou-se em [84] um absorvedor de banda ultralarga em micro-ondas consistindo de um empilhamento de folhas resistivas (figura 3.8a) compostas por FSSs. O empilhamento das folhas constitui-se em um método de ampliação da largura de banda da estrutura, devido à geração de ressonâncias distintas e vizinhas entre si correspondentes ao dimensionamento de cada camada. Nesse projeto, foi empregado um algoritmo de otimização de padrão que confeccionou, de forma pixelada, uma geometria de forma a melhorar o nível inicial de absorção, mantendo a simetria da estrutura (figura 3.8b). Em incidência normal, a taxa de absorção final foi maior que 90% de 1,6 até 23,7 GHz (coeficiente de reflexão na figura 3.8c). Além de mostrar-se pouco sensível à polarização de ondas, conseguiu-se uma operação satisfatória em grande faixa de ângulos de incidência.

Trabalho similar foi apresentado em [85] com proposta de operação em banda dupla a 3,84 e 9,11 GHz, utilizando uma FSS metálica, constituída de uma espira quadrada e um dipolo cruzado, e um substrato FR-4 aterrado. Os pontos máximos de absorvidade



(c) Coeficiente de reflexão (dB).

Figura 3.8: Projeto de absorvedor desenvolvido em [84].

chegaram a quase 100% em incidência normal, com boa manutenção até ângulo de 60°. Também se verificou que, enquanto as dimensões da espira quadrada ajustavam a primeira ressonância, o dipolo em cruz ajustava a segunda, e o nível de absorção era afetado, para todas as frequências, pela espessura do substrato. De todos os projetos relacionados nesta seção, este é o que mais se aproxima da proposta apresentada neste trabalho, não apenas pelos materiais escolhidos, mas também pela operação em banda dupla e pelo caráter de independência de polarização apresentado.

A geometria cruz-de-jerusalém foi adotada em [86] em um projeto também de banda dupla, ao efetuar o acoplamento lado a lado de duas células com tamanhos diferentes correspondentes às ressonâncias desejadas. Foi estudado o efeito *slow-wave* (onda lenta), explorando a baixa velocidade de grupo de ondas para aumentar a interação destas com o metamaterial, provocando atrasos entre 0,3 e 0,4 ns, e foram atingidos índices de reflexão de -10,9 dB para 5,61 GHz e -14,2 dB para 7,565 GHz.

Em uma abordagem diferente, um absorvedor bilateral, sem plano de terra, foi concebido em [87]. A característica de bilateralidade, embora possa afetar o desempenho de absorção por não bloquear totalmente a transmissão de ondas, torna a aplicação deste absorvedor interessante para cenários de incidência de sinais em ambos os lados de sua estrutura. Um mesmo padrão geométrico foi adotado nas partes posterior e anterior da estrutura, o que a princípio comprometeria sua maximização de absorção, tendo em vista a presença da componente de transmissão. Tal problema, no entanto, foi contornado ao reduzir o nível de reflexão na ressonância por meio do casamento da impedância da estrutura com a do espaço livre e um ajuste na parte imaginária do índice de refração. Para a frequência de 8,45 GHz, o resultado foi uma taxa de absorção de quase 97%.

Em [88], encontra-se um projeto de absorvedor ultrafino e multibanda para frequências em terahertz, com partes metálicas de ouro e substrato de arsenieto de gálio. A estrutura periódica é um círculo com quatro fendas retangulares radiais, separadas a 90° entre si (figura 3.9a), que são responsáveis pela geração de ressonâncias a 1,16, 2,73 e 4,57 THz (figura 3.9b). A espessura total é de apenas 2,6 μ m, assim satisfazendo a busca por estruturas compactas, e conseguiu-se eficiência em absorção até o ângulo de 40°, além da independência de polarização.



(a) Vista 3D da célula.

(b) Absorvidade, em função da frequência e ângulo de incidência.

Figura 3.9: Projeto de absorvedor desenvolvido em [88].

Ainda na faixa de terahertz, em [89] utilizaram-se múltiplas camadas de grafeno (figura 3.10a), integradas a um substrato dielétrico com plano de terra de ouro para alcançar alta absorção de 1,12 a 3,18 THz em incidência normal. *Plasmons* de grafeno apresentam menos perdas e maior confinamento do que os de metais nobres; portanto, seu uso é apropriado para projetos de operação em faixas tanto de terahertz quanto ópticas. A estrutura é independente de polarização e suporta variação de ângulo de incidência até 30°, e a grande banda de absorção (figura 3.10b) deve-se ao efeito de empilhamento (*stacking*) dos *plasmons* localizados a diferentes frequências.



Figura 3.10: Projeto de absorvedor desenvolvido em [89].

Um estudo sobre as características de refletância e permissividade, e sua relação com a espessura do material polimetilmetacrilato na região de terahertz foi realizado em [90], e a partir deste foi concebido um projeto de absorvedor de banda ultralarga, com substrato de 8 μ m de espessura, que apresentava absorção acima de 80% entre 4,1 e 7,4 THz.

Por último, como um exemplo recente de aplicação de absorvedores finos para a redução da RCS de uma antena de microfita, foi proposta em [91] uma associação de duas FSSs, uma resistiva e a outra passa-faixa, com independência de polarização, posicionadas na parte anterior da antena. Tal empilhamento permite operação multifuncional (reflexão ou transmissão) em bandas distintas. Foi obtida uma ampla banda de absorção entre 1,9 e 7,5 GHz, além de uma banda adicional de transmissão centrada em 11 GHz, e a RCS foi reduzida significativamente entre 1,5 e 13 GHz, com diferença máxima de 17,6 dB na polarização x e 21,5 dB na polarização y. A figura 3.11 mostra a estrutura desenvolvida e os resultados alcançados para a RCS em ambas as polarizações.





Figura 3.11: Projeto de absorvedor desenvolvido em [91].

Capítulo 4

Projeto e simulação das estruturas

4.1 Introdução

O presente capítulo apresenta as etapas de desenvolvimento do projeto de integração das células de absorvedores planares a uma antena de microfita *patch* numa mesma superfície, com o intuito de observar possíveis melhorias em seu desempenho e detectabilidade por radar, junto aos resultados obtidos por meio de simulações computacionais em *software*. Para tanto, utilizou-se da base teórica de FSS, HIS e absorvedores planares discutidas nos capítulos anteriores.

O capítulo inicia-se com um breve resumo dos principais aspectos teóricos de antenas, com os principais fatores de desempenho, além de descrever a formação de uma antena de microfita.

A primeira etapa deste projeto abrange a modelagem da antena de microfita de modo a trabalhar em frequências o mais próximas possível de duas bandas estabelecidas pelo padrão ISM, definido pela União Internacional de Telecomunicações — *International Telecommunications Union* (ITU) — para promover isenção de licenciamento, estipulando, portanto, limites para o nível de potência da transmissão. As faixas em questão compreendem as frequências de 2400 a 2483,5 MHz, e 5725 a 5850 MHz.

A segunda etapa engloba a criação e análise de uma célula unitária do absorvedor planar, que é composta por uma FSS com camadas metálicas e um substrato dielétrico com perdas, e projetada de modo que suas faixas de operação coincidam com as da antena. São estudados sua resposta em frequência, os níveis de absorção, as distribuições de correntes superficiais, a impedância da estrutura e a influência do grau de perdas do substrato no comportamento da mesma em relação à absorção, permissividade e permeabilidade. A terceira e última etapa envolve a inserção dos absorvedores à antena, visto que ambas apresentam planos de terra cobrindo a totalidade da face posterior. Uma variedade de *layouts* nesse sentido é estudada, a fim de compará-los entre si e avaliar qual ou quais destes promovem os melhores resultados nos parâmetros de desempenho considerados.

Tanto a antena quanto a camada de absorvedores foram projetados a partir de um substrato feito do material FR-4, cuja espessura é de 1,6 mm, permissividade elétrica relativa ε_d de 4,3, permeabilidade magnética μ_d igual a 1,0 e tangente de perdas tan δ igual a 0,025. Todos os elementos metálicos são feitos de cobre e têm espessura igual a 0,035 mm.

4.2 Antena de microfita

Como o absorvedor proposto neste trabalho inclui um plano de terra metálico total, buscou-se na literatura antenas de microfita que também apresentassem tal característica, bem como desenhos de pouca complexidade, de modo que ambos poderiam ser integrados numa única estrutura e diminuir dimensões e espaço para implementação. Assim, adotou-se uma antena de microfita totalmente aterrada, com um *patch* metálico quadrado alimentado por um cabo coaxial pela parte posterior, modelo este utilizado em [92] em projeto semelhante, onde eram analisadas reduções em sua RCS, porém com dupla camada de FSS e bandas de operação diferentes.

4.2.1 Projeto da antena

Na figura 4.1, a antena é ilustrada com suas dimensões assinaladas. Observa-se que o elemento responsável pela irradiação é um *patch* quadrado centralizado na estrutura, o qual se conecta à fonte de alimentação por um cabo coaxial que perfura o plano de terra e o substrato. Em comparação com o projeto original de [92], foram realizados ajustes dimensionais, por simulação, para emprego da antena na faixa de 2,45 GHz. Variações dimensionais demonstraram que a posição mais satisfatória do cabo encontrase na mediatriz de um dos lados do *patch*, à distância igual entre o centro da antena e a borda do quadrado. A antena assume, assim, uma simetria bilateral.



Figura 4.1: Esquemático da antena planar, com dimensões assinaladas.

4.2.2 Simulação

A antena de microfita foi modelada em *software*, no qual foram realizadas sucessivas simulações a fim de encontrar o dimensionamento mais adequado à operação da antena nas faixas desejadas. A figura 4.2 expõe, então, os gráficos de módulo (em dB) e fase (em graus) do coeficiente de reflexão da antena (S_{11}) em função da frequência de operação. Tomando-o como base, é possível evidenciar o aspecto de cada banda de operação, sua largura de banda, as respectivas frequências de ressonância e seus valores mínimos em dB alcançados.



Figura 4.2: Diagramas do coeficiente de reflexão da antena original.

Foram reunidos, então, os valores que caracterizam as bandas de operação da antena,

cabendo mencionar que o critério adotado para definir os limites de largura de banda é o patamar de -10 dB. Esses parâmetros estão discriminados na tabela 4.1. Para a primeira banda da antena, observou-se boa proximidade com a faixa designada pelo padrão ISM. Além disso, mais duas bandas de ressonância podem ser vistas, a segunda a aproximadamente 4,9 GHz e a terceira a cerca de 5,6 GHz, sendo esta última próxima, mas não coincidente com a banda ISM de 5,8 GHz. A banda intermediária de 4,9 GHz, marcada com um asterisco (*) na tabela 4.1, será ignorada, pois a proposta do absorvedor é operar em duas bandas de ressonâncias próximas às faixas designadas do conjunto ISM.

	T • •,	D • •	T • •,	Ŧ	$ \alpha \langle \mathbf{n} \mathbf{p} \rangle$
	Limite	Frequência	Limite	Largura	$ S_{11} $ (dB)
	inferior	de ressonân-	superior	de banda	
	(GHz)	cia (GHz)	(GHz)	(MHz)	
Ι	$2,\!4271$	2,4600	$2,\!4975$	70,4	-26,9
(*)	4,8491	4,9100	4,9661	$117,\!0$	-15,3
II	$5,\!6041$	$5,\!6650$	5,7300	125,9	-23,9

Tabela 4.1: Caracterização obtida das bandas de operação da antena de microfita.

Os demais parâmetros da antena, a saber, ganho, diretividade, relação frente-costas — Front-to-Back Ratio (FBR) —, razão em voltagem de onda estacionária — Voltage Standing Wave Ratio (VSWR) —, largura de feixe de meia potência — Half-Power Beamwidth (HPBW) — e nível de lóbulos laterais — Side Lobe Level (SLL) —, também foram obtidos pela simulação e estão relacionados na tabela 4.2 e ilustrados em gráficos na figura 4.3. Verifica-se que, apesar de a antena apresentar boa relação frente-costas para as duas bandas de operação e boa diretividade, seu ganho é muito baixo, sobretudo para a segunda banda.

Tabela 4.2: Parâmetros de radiação da antena de microfita.

	Ganho	Diretiv.	FBR	VSWR	HPBW	SLL
	(dBi)	(dB)	(dB)		(graus $)$	(dB)
@2,45 GHz	2,30	6,77	15,80	1,09	91,1	15,8
$@5,65 \mathrm{~GHz}$	-4,76	6,60	$11,\!45$	$1,\!13$	56,3	$1,\!9$



Figura 4.3: Parâmetros de radiação da antena original em função da frequência.

Os diagramas de radiação polar em planos E e H da antena, para ambas as frequências de ressonância, estão ilustrados na figura 4.4. Para a primeira ressonância, verificou-se a presença de um pequeno lóbulo lateral no sentido oposto ao principal, justificando assim os altos valores de FBR e SLL verificados, enquanto na segunda ressonância é grande a presença de lóbulos laterais, com intensidade quase igual à do principal.



Figura 4.4: Padrões de radiação da antena em função da frequência.

4.3 Projeto do absorvedor

O absorvedor planar proposto neste trabalho é simplesmente uma metassuperfície composta por uma FSS aterrada do tipo espira quadrada dupla. Para que se consiga melhorar as características de desempenho da antena e seus parâmetros de radiação, é necessário que suas frequências de ressonância e bandas de operação sejam iguais ou semelhantes às bandas da antena obtidas por simulação.

4.3.1 Construção e simulação da célula unitária

O modelo de espira quadrada dupla foi escolhido pois, tal como visto no capítulo 2, esse tipo de geometria possui maior estabilidade angular e de polarização e possibilita redução de dimensões.

Como a ressonância de cada espira quadrada ocorre quando a medida do seu lado é múltipla do comprimento de onda (λ) , conforme também visto no capítulo 2, este foi o ponto de partida para dimensionar os elementos, procedimento feito novamente por meio de varreduras paramétricas em *software*. A figura 4.5 exibe o esquema estrutural da FSS em questão, com os devidos parâmetros dimensionais discriminados.



Figura 4.5: Esquemático da célula unitária do absorvedor, com dimensões assinaladas.

A simulação da primeira superfície seletiva em frequência foi feita considerando uma das células unitárias, a fim de analisar seu comportamento independentemente do número de estruturas requerido no projeto e das ondas irradiadas pela antena. Assim, os limites espaciais do modelo foram devidamente ajustados para respeitar as condições de contorno dessa estrutura, a saber: espaço livre na região anterior da célula, condutor elétrico na região posterior (representando o plano de terra, com campo elétrico tangencial nulo) e repetições do perfil da célula nas laterais.

O plano de terra inibe a transmissão, portanto $\mathcal{T}_{yy,xy} = (S_{21})_{yy,xy} = 0$. Os resultados do coeficiente de reflexão considerando os casos yy e xy estão relacionados, em função da frequência do sinal, na figura 4.6, pela qual foi possível analisar as frequências de ressonância da estrutura e as respectivas larguras de banda, além dos pontos de máxima reflexão, relacionados na tabela 4.3. Também foi observado que esses diagramas são idênticos independentemente da polarização da onda incidente, isto é, $\mathcal{R}_{yy} = \mathcal{R}_{xx}$ e $\mathcal{R}_{xy} = \mathcal{R}_{yx}$. Ao comparar o aspecto das bandas, verifica-se que as faixas de operação são mais estreitas do que a antena de microfita, o que não oferece garantia de melhora de desempenho nas regiões mais externas das bandas da antena, embora o absorvedor esteja razoavelmente centralizado nas mesmas e cubra mais da metade das faixas (50,85% para a banda I e 69,18% para a banda II).

Observa-se, também, que o nível de reflexão em polarização cruzada $\mathcal{R}_{xy} = (S_{11})_{xy}$ é extremamente baixo, nunca ultrapassando o patamar de -50 dB para $\theta = 0^{\circ}$, o que significa que há uma fração ínfima de conversão de polarização nessa estrutura e a absorvidade consegue chegar a quase 100% em suas ressonâncias.



(a) Módulo em dB de \mathcal{R}_{yy} entre 2,2 e 2,8 GHz. (b) Módulo em dB de \mathcal{R}_{yy} entre 5,4 e 6,0 GHz.



(c) Fase em graus de \mathcal{R}_{yy} entre 2,0 e 6,5 GHz. (d) Módulo em dB de \mathcal{R}_{xy} entre 2,0 e 6.5 GHz.

Figura 4.6: Diagramas dos parâmetros de espalhamento da célula unitária, em função da frequência e do ângulo de incidência.



(a) Grau de absorvidade entre 2,2 e 2,8 GHz. (b) Grau de absorvidade entre 5,0 e 6,4 GHz.

Figura 4.7: Diagramas de absorção da célula unitária, em função da frequência e do ângulo de incidência.

	Limite	Frequência	Limite	Largura	$\mathcal{R}_{yy}~(\mathrm{dB})$	$\mathcal{R}_{xy}~(\mathrm{dB})$
	inferior	de resso-	superior	de banda		
	(GHz)	nância	(GHz)	(MHz)		
		(GHz)				
Ι	2,4450	2,4640	2,4808	35,8	-25,5	-56,7
II	5,6320	$5,\!6740$	5,7191	87,1	-39,7	-64,3

Tabela 4.3: Caracterização obtida das bandas de operação do absorvedor.

A partir do coeficiente de reflexão da célula unitária, foi extraída a impedância normalizada da estrutura, relacionada nas figuras 4.8a e 4.8b, bem como suas relações de permissividade e permeabilidade, ilustradas nas figuras de 4.8c a 4.8f. Nas frequências de ressonância da estrutura, a impedância da estrutura torna-se casada à impedância do espaço livre, assumindo portanto o valor unitário na parte real (resistência), enquanto a parte imaginária (reatância) fica igual a zero.



Figura 4.8: Diagramas da impedância normalizada, permissividade e permeabilidade complexas do absorvedor, em função da frequência e do ângulo de incidência.

A figura 4.9 ilustra a distribuição do campo vetorial das correntes de superfície nas espiras metálicas e o plano de terra, considerando o modo TE. As correntes percorrem o seguinte caminho, simetricamente ao eixo y:

- 1. Partir do ponto central do segmento da espira paralelo ao eixo x a norte;
- 2. Percorrer os segmentos paralelos ao eixo y, de norte a sul, alcançando máximas amplitudes em seus centros;
- 3. Terminar no centro do segmento paralelo ao eixo x a sul.

Já no plano de terra, as correntes observadas percorrem um caminho em sentido contrário, e de maneira similar, alcançam amplitudes máximas na região imediatamente abaixo de cada espira. Essa presença de correntes em sentidos opostos encerra um ciclo, responsável pela excitação de ressonâncias magnéticas que cumprem papel importante na absorção da estrutura. Verificou-se, também, que as correntes seguem caminho idêntico no modo TM, exceto por uma rotação de 90° em sentido horário do campo — isto é, o eixo y torna-se x, e o x torna-se -y.



(b) Distribuição a 5,65 GHz.

Figura 4.9: Distribuições das correntes superficiais no plano de terra e nas espiras, no modo TE.

4.3.2 Estudo da influência da tangente de perdas do substrato

Um estudo complementar foi realizado, com o objetivo de analisar mais a fundo a influência do nível de perdas do substrato dielétrico nas respostas de absorção. Para tanto, o mesmo absorvedor planar proposto neste trabalho foi simulado com uma variação gradual da tangente de perdas do substrato, desde o valor zero — caso de um substrato sem perdas — até o valor unitário, com passos menores na região onde sabidamente a absorvidade é próxima a 100%, ou seja, o valor de 0,025 padrão do substrato FR-4; enquanto isso, a constante dielétrica ε_d foi mantida em 4,3. A partir destas variações paramétricas, foi possível a montagem dos perfis de absorvidade e, também, uma análise da permissividade e permeabilidade da estrutura. Adotou-se, neste estudo, ângulo de incidência $\theta = 0^{\circ}$.

Conforme ilustra a figura 4.10a, a curva de máxima absorção apresenta uma característica semelhante para ambas as bandas de operação do absorvedor, partindo de valores próximos a 30% e 25% para a primeira e segunda ressonâncias, respectivamente, até o pico de cerca de 100% na tangente de perdas factual do projeto. Para valores maiores, a máxima absorção torna a reduzir-se, assumindo um comportamento semelhante a uma curva exponencial. Já a figura 4.10b exibe os perfis de absorvidade comparando o cenário sem perdas e com o valor da tangente de perdas adotado anteriormente, em função da frequência, no qual se pode inferir que há pouca alteração quanto ao deslocamento das ressonâncias.



Figura 4.10: Diagramas da variação de absorvidade para $\theta = 0^{\circ}$ e $\varepsilon_d = 4,3$, em função da frequência e da tangente de perdas do substrato.

A figura 4.11 relata a variação das partes reais da permissividade e permeabilidade,

na qual é possível observar que, no caso de um substrato sem perdas, ambas assumem saltos maiores, nas regiões de ressonância, do que a tangente de perdas de máxima absorvidade, porém um aumento na tangente provoca uma suavização ou anulação destes saltos (com exceção da região assintótica de μ_S). Uma consequência desse fenômeno pode ser observada na figura 4.12, na qual o absorvedor perde suas características de reflexão, tanto no caso do substrato sem perdas quanto com grandes perdas, assumindo mínimos acima de -10 dB em tais casos.



Figura 4.11: Diagramas da permissividade e permeabilidade do absorvedor para $\theta = 0^{\circ}$ e $\varepsilon_d = 4,3$, em função da frequência e da tangente de perdas do substrato.

Figura 4.12: Diagramas de \mathcal{R}_{yy} e \mathcal{R}_{xy} do absorvedor para $\theta = 0^{\circ}$ e $\varepsilon_d = 4,3$, em função da frequência e da tangente de perdas do substrato.

4.4 Integração dos absorvedores à antena

É importante, ao integrar a estrutura do absorvedor à antena, analisar a dependência da distância de separação entre as células e o *patch* quadrado da antena de microfita e, por consequência, se será necessário aumentar o tamanho do substrato de forma a acomodar quantidades maiores de células. Um parâmetro inicial a ser considerado é a separação a $\lambda/4$ de distância, tipicamente estabelecido para evitar possíveis interferências de irradiação a partir da antena para as células absorvedoras a seu redor. No caso do projeto aqui proposto, como a menor ressonância encontra-se a 2,45 GHz, esse grau de separação seria da ordem de 30 mm.

Neste trabalho, um total de seis cenários de aplicação da camada absorvedora foram simulados com o intuito de testar e verificar seu comportamento e influência nos parâmetros de radiação e na RCS da antena. Dois grupos foram reunidos e estão ilustrados na figura 4.13:

- Grupo A: inserção de camadas (doravante denominadas "anéis") ao redor do *patch* quadrado da antena, ignorando a separação de λ/4. Desta forma, o anel mais próximo do *patch* fica a apenas 3,6 mm de distância do mesmo.
 - A1: Apenas 1 anel, com 4 células por linha e 4 por coluna, foi inserido, e o substrato não sofreu ampliações, permanecendo em 68 mm de lado;
 - A2: Um segundo anel 6×6 foi adicionado a A1, ampliando assim o substrato para 102 mm de lado;
 - A3: Um terceiro anel 8×8 foi adicionado a A2, ampliando o substrato para 136 mm de lado.
- Grupo B: a inserção dos anéis considerou a separação de $\lambda/4$. Assim, o menor tamanho de anel que respeita tal condição contém 7 células por linha e coluna, distando a 29,1 mm do *patch* da antena.
 - B1: 1 anel 7×7 inserido, substrato com 119 mm de lado;
 - B2: 1 anel 9×9 acrescido a B1, substrato com 153 mm de lado;
 - B3: 1 anel 11×11 acrescido a B2, substrato com 187 mm de lado;

Figura 4.13: Vista oblíqua dos *layouts*.

4.4.1 Simulações finais

Nas figuras 4.14a a 4.14c, é possível observar a influência que a inserção das camadas absorvedoras tem sobre o coeficiente de reflexão da antena. Para a primeira banda, não foram verificadas alterações significativas além do fato de o ponto de mínima reflexão ter caído para a ordem de, no máximo, -40 dB, o que mostra que a estrutura foi bem projetada e capaz de entregar uma melhora na resposta em frequência para esta faixa. No entanto, ao analisar-se a segunda banda, duas características distintas foram notadas para os grupos A e B: enquanto as inserções de absorvedores do grupo B apenas aumentam levemente a frequência de ressonância da antena, o que sugeriria também um projeto adequado, o grupo A impõe um deslocamento maior dessa frequência para faixas mais próximas à banda ISM de 5,8 GHz. Esse fato deve-se, possivelmente, à proximidade maior das células absorvedoras, que induzem uma mudança na ressonância, e também pode ser observado no diagrama de fase, onde ocorrem oscilações que dessuavizam a transição angular.

(c) Fase em graus.

Figura 4.14: Diagrama do coeficiente de reflexão da antena (S_{11}) comparada à sua integração com a camada de absorvedores.

A partir da resposta em frequência da antena, foi possível reunir sua caracterização na tabela 4.4, onde estão discriminadas as frequências de ressonância, os limites das bandas, a largura de banda e o valor mínimo do coeficiente de reflexão.

	Limite	Frequência	Limite	Largura	$ S_{11} ~(\mathrm{dB})$
	inferior	de ressonân-	superior	de banda	
	(GHz)	cia (GHz)	(GHz)	(MHz)	
		An	tena isolada		
Ι	2,4271	2,4600	$2,\!4975$	70,4	-26,9
II	5,6041	$5,\!6650$	5,7300	125,9	-23,9
		1	Layout A1		
Ι	2,4242	$2,\!4550$	$2,\!4909$	66,7	-21,1
II	$5,\!6925$	5,7600	$5,\!8138$	121,3	-17,9
		1	Layout A2		
Ι	2,4223	$2,\!4550$	$2,\!4886$	66,3	-23,0
II	$5,\!6737$	5,7450	$5,\!8163$	$142,\! 6$	-17,9
		1	Layout A3		
Ι	2,4225	$2,\!4550$	$2,\!4935$	71,0	-21,3
II	5,6744	5,7500	5,8174	143,0	-17,9
		1	Layout B1		
Ι	2,4269	2,4600	$2,\!4955$	68,6	-33,8
II	$5,\!6227$	$5,\!6850$	5,7527	130,0	-25,8
		1	Layout B2		
Ι	2,4271	2,4600	$2,\!4945$	67,4	-39,3
II	$5,\!6227$	$5,\!6850$	5,7516	128,9	-25,2
			Layout B3		
Ι	2,4269	2,4600	2,4942	67,3	$-3\overline{5,5}$
II	5,6239	$5,\!6850$	5,7515	$127,\! 6$	-24,9

Tabela 4.4: Caracterização obtida das bandas de operação do absorvedor.

As simulações também retornaram os perfis em frequência dos principais parâmetros de desempenho da antena, sendo exibidos na figura 4.15 e discriminados para maior clareza em ambas as bandas na tabela 4.5. Pode-se depreender, a partir dos resultados, as seguintes conclusões:

- o grupo A gera aumentos do ganho para as duas faixas, excetuando-se o *layout* A3 na primeira banda, enquanto o grupo B reduz o ganho da primeira banda ao mesmo tempo que o amplia consideravelmente para a segunda, a diferenças de 5 a 6 dB;
- a diretividade não sofre alterações maiores que 1 dB para mais ou para menos na

primeira banda, enquanto para a segunda faixa os aumentos são mais expressivos, chegando a no máximo 3 dB;

- a FBR em geral sofre grandes aumentos, cabendo destacar as diferenças de cerca de 15 dB no *layout* A2 para a primeira banda, e de aproximadamente 8 dB para a segunda banda, nas configurações A2 e B2;
- o grupo A em geral traz uma piora da VSWR, fato relacionado a mínimos de reflexão com menor magnitude, enquanto o grupo B traz melhoras;
- o grupo A diminui a HPBW, restringindo o lóbulo principal, enquanto o grupo B é capaz de aumentá-la consideravelmente;
- todos os *layouts*, com exceção de B2 na primeira banda, são capazes de reduzir os níveis de lobos laterais, principalmente na segunda banda.

Figura 4.15: Comparação entre os parâmetros de desempenho da antena original e dos *layouts* de integração com o absorvedor, em função da frequência.

	Ganho	Diretiv.	FBR	VSWR	HPBW	\mathbf{SLL}	
	(dBi)	(dB)	(dB)		(graus $)$	(dB)	
		An	tena isola	da			
@2,45 GHz	2,30	6,77	$15,\!80$	1,09	91,1	$15,\!8$	
$@5,65 \mathrm{~GHz}$	-4,76	6,60	$11,\!45$	1,13	56,3	$1,\!9$	
		1	Layout A1				
$@2,45 \mathrm{~GHz}$	2,86	6,77	18,38	$1,\!19$	89,1	$16,\! 6$	
$@5,75 \mathrm{~GHz}$	$-4,\!57$	7,27	10,70	$1,\!29$	37,1	6,7	
Layout A2							
$@2,45 \mathrm{~GHz}$	$2,\!35$	6,93	30,41	$1,\!15$	77,7	22,2	
$@5,75 \mathrm{~GHz}$	-4,41	7,83	19,02	1,29	27,1	3,1	
	Layout A3						
$@2,45 \mathrm{~GHz}$	2,26	$7,\!19$	$17,\!26$	$1,\!18$	$73,\!9$	16,7	
$@5,75 \mathrm{~GHz}$	$-3,\!52$	8,89	16,80	1,29	43,2	4,6	
Layout B1							
$@2,45 \mathrm{~GHz}$	1,84	6,92	$15,\!97$	1,04	$78,\! 6$	16,5	
@5,68 GHz	0,79	9,34	16,06	1,11	117,0	$7,\!9$	
Layout B2							
$@2,45 \mathrm{~GHz}$	$0,\!62$	$5,\!89$	$10,\!97$	1,02	130,8	9,7	
$@5,\!68~\mathrm{GHz}$	0,10	8,57	$19,\!66$	$1,\!11$	109,8	$12,\!5$	
Layout B3							
$@2,45 \mathrm{~GHz}$	0,59	5,80	13,60	1,03	127,3	13,4	
$@5,\!68~\mathrm{GHz}$	$1,\!11$	$9,\!68$	$18,\!61$	$1,\!12$	117,2	16,3	

Tabela 4.5: Parâmetros de radiação da antena de microfita integrada ao absorvedor.

Por fim, na figura 4.16 observa-se o perfil de campo elétrico distante da antena nos planos E e H, para ambas as frequências de ressonâncias e como ele é modificado pelos *layouts* de inserção da camada de absorvedores. Nota-se que os lóbulos laterais da segunda ressonância são minimizados com maior eficiência pelo grupo B, enquanto a primeira ressonância apresenta um amplo lóbulo principal na parte anterior da antena e um pequeno lóbulo lateral atrás, com destaque para o *layout* A2, que consegue uma grande redução dos mesmos.

(c) Plano E, a 5,75 GHz (grupo A) ou 5,68 GHz(d) Plano H, a 5,75 GHz (grupo A) ou 5,68 GHz (grupo B). (grupo B).

Figura 4.16: Comparações dos perfis de radiação da antena integrada ao absorvedor em função da frequência.

4.4.2 Análise da RCS

Nas simulações realizadas, verificou-se que uma análise justa da RCS da antena de microfita em questão deverá considerar o possível aumento do tamanho do substrato, feito com a finalidade de abrigar mais células do absorvedor proposto. Nesse sentido, a redução da RCS deve ser comparada entre a estrutura completa e a antena sem a camada de absorvedores, porém com a mesma ampliação do substrato adotada.

Adotando um ponto de observação distante no semieixo z > 0, isto é, $\theta = \phi = 0^{\circ}$, observa-se por meio da figura 4.17 que todos os *layouts* são capazes de engendrar uma redução significativa da RCS monoestática nas duas faixas de operação da antena, se comparados com a antena na ausência das estruturas absorvedoras. Faz-se destaque para

o grupo A, que entrega reduções de maior magnitude, logo permite bom desempenho nesse quesito sem a necessidade de aumentar consideravelmente as dimensões do substrato da antena.

Figura 4.17: Comparação entre a RCS da antena em todos os *layouts*, para $\theta = \phi = 0^{\circ}$.

Extraído do diagrama anterior, o gráfico da figura 4.18 ilustra as diferenças entre as RCS da antena sem e com os absorvedores de maneira mais evidente, enquanto na tabela 4.6 as reduções máximas estão relacionadas para uma melhor compreensão quantitativa. Conclui-se por ambas que o *layout* A2 é o responsável pelos maiores níveis de redução.

Figura 4.18: Comparação entre as reduções de RCS para todos os layouts.

Máxima redução da RCS (dB)					
Layout	Banda I	Banda II			
A1	8,4	12,7			
A2	12,3	16,2			
A3	$9,\!4$	$15,\!5$			
B1	6,6	7,0			
B2	$_{6,0}$	$11,\!6$			
B3	7,0	14,8			

Tabela 4.6: Comparação da máxima redução de RCS, para $\theta=\phi=0^\circ.$

Finalmente, considerando as características de melhoria já vistas do *layout* A2, são relacionadas na figura 4.19 comparações dos seus principais parâmetros de desempenho com os da antena básica, além da redução da RCS monoestática.


(c) Diagramas de radiação nos planos E e H, a(d) Diagramas de radiação nos planos E e H, a
2,45 GHz.
5,65 GHz (antena básica) ou 5,75 GHz (*layout* A2).



Figura 4.19: Comparação resumida entre a antena básica e o layout A2.

Capítulo 5

Conclusões

Esta dissertação relatou as etapas de estudo e projeto de uma superfície de alta impedância, designada para operar como um absorvedor eletromagnético e integrada à estrutura de uma antena de microfita de banda dupla operando em faixas próximas aos padrões ISM, com o objetivo de observar sua influência, com a possibilidade de melhorias, nos parâmetros de desempenho da mesma e verificar reduções da seção reta de radar (RCS).

Como etapa preliminar, foi estudada a teoria sobre o principal componente do absorvedor, que são as FSSs, sendo abordados sua relação com circuitos ressonantes, o método de estudo pelo circuito equivalente e a aplicação de formas geométricas em sua composição, assim como a influência da escolha dos materiais e dos ângulos de incidência. Foram também relacionadas as principais aplicações, históricas e mais recentes, encontradas na literatura.

Posteriormente, buscou-se um entendimento sobre superfícies de alta impedância (HIS), utilizando-se dos regimentos do eletromagnetismo para observar analiticamente suas características e, em seguida, foi feita abordagem similar para absorvedores eletromagnéticos, detalhando também seus aspectos teóricos e expondo os projetos mais recentes nesse sentido, além de ser feita uma seção atentando para a análise de componentes de reflexão ou transmissão em conversão de polaridade.

Reunida a teoria, deu-se início ao projeto e simulação da antena de microfita e do absorvedor, por meio de *software*. Foi realizada uma varredura paramétrica de modo a encontrar as dimensões do substrato e dos elementos ressonantes que se adequassem para a operação nas bandas de frequência desejadas. Desse modo, a antena proposta e a camada de absorvedores operam em duas bandas de razoável proximidade ao conjunto ISM, centradas em 2,45 e 5,65 GHz. Notou-se que a antena em seu *layout* original apresentava níveis muito baixos de ganho, porém uma boa relação frente-costas.

Com o intuito de realizar uma análise mais completa, foram propostos diversos modelos de integração da camada de absorvedores, dividindo-os em dois grupos A e B — o primeiro sem considerar uma separação de $\lambda/4$, e o segundo considerando-a —, cabendo atentar ao fato de que o estudo da comparação da RCS traz a necessidade de um aumento do tamanho do substrato na antena isolada correspondente àquele adotado ao abrigar a camada de absorvedores.

Embora a camada de absorvedores não tenha sido capaz de cobrir a totalidade das bandas da antena, a análise de resultados permitiu observar que, salvo exceções pontuais, o grupo A foi responsável, em ambas as bandas, por discretas melhorias de ganho e diretividade, ao mesmo tempo que a FBR e o nível de lóbulos laterais (SLL) aumentaram em maior grau. O grupo B, por sua vez, trouxe grande melhora do ganho para a segunda banda, e para ambas, trouxe aumentos significativos na HPBW.

Em relação à RCS, todos os *layouts* analisados conseguiram entregar reduções entre 6 e 16 dB para ambas as faixas da antena, cabendo destacar o grupo A, que gerou reduções de maior ordem. Conclui-se, portanto, que o arranjo de absorvedores encontra emprego em aplicações que demandem tecnologia *stealth*, por reduzir os níveis de detecção da antena, além de aplicações em geral pela melhoria dos parâmetros de desempenho da mesma.

5.1 Etapas futuras

Em virtude de este trabalho ter sido desenvolvido ao longo do ano de 2020 e começo de 2021, em meio ao cenário da pandemia da COVID–19, tem sido comprometido o acesso à infraestrutura requerida para as etapas de fabricação da antena e das medições com a camada de absorvedores projetada. Portanto, em passos futuros será necessária a fabricação, por meio de um instrumento de prototipagem de circuitos impressos e, em seguida, a efetuação de medidas, em campo aberto e em câmara anecoica, com o intuito de comprovar seu comportamento frente às melhorias de desempenho observadas.

5.1.1 Fabricação das estruturas

O Laboratório de Antenas e Propagação da UFF (LAProp), local onde foi concebido o projeto da antena de microfita e camada de absorvedores, dispõe da máquina prototipadora *LPKF Protomat S103*, ilustrada na figura 5.1. O equipamento realiza fresagem, perfuração e cortes em placas de circuito impresso adequadas para altas frequências e micro-ondas. *Software* específico da empresa fabricante é utilizado como interface entre computador e máquina, a saber: *Ansoft HFSS*, *Ansys Design* e *LPKF Circuit Pro* [93].



Figura 5.1: Máquina prototipadora LPKF Protomat S103 [21, 93].

5.2 Medidas

Laboratórios, em geral, estão sujeitos a interferências de diversas naturezas, como reflexões de ondas pela presença de equipamentos, configurando-se como obstáculos ao meio de propagação. Portanto, na avaliação de uma antena é necessário dispor de um ambiente que promova o mínimo possível de interferências nos sinais irradiados, de modo a possibilitar a obtenção de resultados confiáveis que caracterizem corretamente a antena. Para tal finalidade são produzidas câmaras anecoicas específicas para aplicações de radiofrequência, cujo material e forma geométrica são projetados para máxima absorção das ondas irradiadas pela antena [94].

APÊNDICE A – Resumo dos aspectos teóricos das antenas de microfita

Em que pese o foco deste trabalho ser o estudo da influência de uma camada de absorvedores no comportamento de uma antena, e não o projeto da antena em si, fazse necessário recapitular os conceitos mais importantes da teoria de antenas, além das características intrínsecas às antenas de microfita.

- **Ganho** Razão entre a intensidade de radiação em determinado ponto do espaço e a potência de entrada da antena [61]. Comumente medido em dBi (decibel isotrópico) pela comparação com uma antena isotrópica, isto é, que distribui energia uniformemente em todas as direções.
- **Diretividade** Razão entre a intensidade de radiação em determinada região do espaço e a média da radiação tomada para todas as direções [61]. Sem especificação de direção, presume-se a direção de máxima intensidade.
- **FBR** Razão entre a potência máxima entregue no lóbulo principal e o valor de potência irradiada no sentido oposto ao mesmo, isto é, a um ângulo de 180°.
- **Parâmetros S** Relações entre os sinais ou ondas que incidem e refletem nas portas de uma linha de transmissão [95]. Considerando duas portas, o parâmetro S_{11} , também chamado coeficiente de reflexão, mede o grau de reflexão na porta 1, e é encontrado com um casamento na porta 2. O parâmetro S_{21} , também chamado coeficiente de transmissão, avalia o grau de transmissão da porta 1 até à porta 2, na mesma condição de carga casada na última.
- **VSWR** Em inglês, relação de onda de tensão estacionária, está relacionada ao módulo do coeficiente de reflexão (Γ) da linha de trasmissão, sendo definida por VSWR = $\frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}$ e medindo o nível de reflexões de onda na linha.

- **HPBW** Ângulo de separação entre os pontos do lóbulo principal nos quais a potência irradiada (e consequentemente a intensidade de radiação) é exatamente igual à metade do máximo do lóbulo. Como o fator $\frac{1}{2}$ é aproximadamente igual a -3 dB, pode-se chamar também a HPBW de *largura de feixe entre pontos de 3 dB*, sendo que tais pontos localizam-se 3 dB abaixo do ponto máximo [61].
- SLL Razão entre a máxima potência do lóbulo principal da antena e a máxima potência do maior lóbulo lateral da mesma. Um valor alto de SLL implica maior tamanho e abrangência do lóbulo principal, e por consequência maior HPBW.

As antenas de microfita (*microstrip* em inglês), ou antenas impressas, são antenas construídas a partir de técnicas de fabricação de circuito impresso, sendo leves, de baixo custo e de baixo perfil planar. Pode-se destacar o emprego destas antenas em aplicações de comunicações via satélite, GPS, radares, sensoreamento remoto, sistemas de comunicação sem fio, comando e controle, telemetria de mísseis e aplicações médicas [61, 96]. Dentre os motivos para sua demanda, destacam-se leveza e tamanho reduzido, capacidade de adaptação a superfícies, planares ou não, custo de fabricação relativamente baixo e versatilidade quanto a frequências de ressonância, impedância e polarização. Desvantagens intrínsecas à antena de microfita incluem baixo nível de ganho e potência de radiação, estreita largura de banda e propagação de ondas superficiais.

A estrutura básica de uma antena de microfita consiste em três elementos: um *patch*, um substrato e um plano de terra. O *patch* é o elemento radiante propriamente dito da antena, sendo feito de qualquer material bom condutor, como o cobre, e podendo assumir diversas formas geométricas que influenciam na distribuição de campo eletromagnético da antena e, também, em sua frequência de ressonância, impedância e polarização.

O substrato serve como uma camada dielétrica de repouso para os elementos condutores. Três fatores devem ser considerados em sua escolha: a constante dielétrica (ε_r), a tangente de perdas (tan δ) e a espessura (h). Valores mais altos de ε_r permitem uma antena de menores dimensões, porém implicam diminuição da largura de banda e da eficiência e, portanto, do ganho [61]. Altos valores de tangente de perdas acarretam um aumento de perdas na alimentação e redução de eficiência. Embora uma maior espessura implique um aumento na largura de banda, também intensifica a propagação de ondas superficiais que prejudicam a eficiência da antena.

Referências

- HUANG, C.-F.; CHEN, W.-Y. A wideband microstrip array based on air substrate for wireless base-station applications. In: 2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). [S.l.: s.n.], 2013. p. 1268–1271.
- [2] MUNK, B. A. Frequency-selective surfaces: Theory and Design. 1. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2000.
- [3] CAMPOS, A. L. P. de S. Superfícies Seletivas em Frequência: Análise e Projeto. Natal: IFRN Editora, 2008.
- [4] CHEN, H.; TAO, Y. Performance improvement of a u-slot patch antenna using a dual-band frequency selective surface with modified jerusalem cross elements. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 59, n. 9, p. 3482–3486, 2011.
- [5] PIRHADI, A.; BAHRAMI, H.; NASRI, J. Wideband high directive aperture coupled microstrip antenna design by using a FSS superstrate layer. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 60, n. 4, p. 2101–2106, 2012.
- [6] LIU, L.; FENG, D.; WANG, J.; SONG, K.; SHI, L. Modulation characteristics of active frequency selective surface trihedral corner reflector. In: *International Conference on Computer Intelligent Systems and Network Remote Control.* [S.l.: s.n.], 2019. p. 454– 461.
- [7] ARNMANEE, P.; PHONGCHAROENPANICH, C. Improved microstrip antenna with HIS elements and FSS superstrate for 2.4 GHz band applications. *International Journal* of Antennas and Propagation, Hindawi, v. 2018, 2018. ISSN 1687-5869.
- [8] WU, T.-K. Frequency selective surface and grid array. 1. ed. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [9] JIAKAI, Z.; QI, Z.; HAIXIONG, L.; JUN, D.; CHENJIANG, G. Wideband radar cross section reduction of a microstrip antenna with square slots. *International Journal* of Microwave and Wireless Technologies, Cambridge University Press, v. 11, n. 4, p. 341–350, 2019.
- [10] FANTE, R. L.; MCCORMACK, M. T. Reflection properties of the salisbury screen. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, v. 36, n. 10, p. 1443–1454, 1988.
- [11] KNOTT, E. F.; LUNDEN, C. D. The two-sheet capacitive jaumann absorber. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 43, n. 11, p. 1339–1343, 1995.
- [12] MUNK, B. A.; MUNK, P.; PRYOR, J. On designing Jaumann and circuit analog absorbers (CA absorbers) for oblique angle of incidence. *IEEE Transactions on Antennas* and Propagation, v. 55, n. 1, p. 186–193, 2007.

- [13] COELHO, C. A. T.; CARVALHO, R. N. G.; SILVA, M. W. B. da; MATOS, L. J. de. Improving the Performance of ISM Antenna through Frequency-Selective Surfaces. In: 19^o Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica (SBMO)/14^o Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (CBMag) — MOMAG2020. São Caetano do Sul: SBMO, 2020. v. 1, p. 144–148.
- [14] CAPOLINO, F. Theory and Phenomena of Metamaterials. Boca Raton: CRC Press, 2009.
- [15] ENGHETA, N. Metamaterials: Physics and Engineering Explorations. [S.I.]: John Wiley & Sons, Ltd., 2006.
- [16] GONZALO, R.; MAAGT, P. D.; SOROLLA, M. Enhanced patch-antenna performance by suppressing surface waves using photonic-bandgap substrates. *IEEE Tran*sactions on Microwave Theory and Techniques, v. 47, n. 11, p. 2131–2138, 1999.
- [17] GONZALO, R.; NAGORE, G.; DE MAAGT, P. Simulated and measured preformance of a patch antenna on a 2d-dimensional photonic crystals substrate. *Progress In Electromagnetics Research*, p. 286–295, 2002.
- [18] OLINER, A. A. Periodic structures and photonic-band-gap terminology: Historical perspectives. In: 1999 29th European Microwave Conference. [S.l.: s.n.], 1999. v. 3, p. 295–298.
- [19] SIEVENPIPER, D.; ZHANG, L.; BROAS, R. F. J.; ALEXOPOLOUS, N. G.; YA-BLONOVITCH, E. High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 47, n. 11, p. 2059–2074, 1999.
- [20] BAYATPUR, F. Metamaterial-Inspired Frequency-Selective Surfaces. 192 p. Tese (Doutorado) — The University of Michigan, 2009.
- [21] FERNANDES, E. M. F. Aplicação de superfície seletiva em frequência para melhoria de desempenho de sistemas de antenas tipo banda dupla. 114 p. Dissertação (Mestrado)
 — Universidade Federal Fluminense, Niterói, 2016.
- [22] SILVA, M. W. B. da. Superfícies seletivas em frequência FSS: concepção e projeto de absorvedores planares de micro-ondas para aplicação em WLAN, WIMAX e radar. 123 p. Tese (Doutorado) — Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2014.
- [23] TSAO, C.-H.; MITTRA, R. Spectral-domain analysis of frequency selective surfaces comprised of periodic arrays of cross dipoles and Jerusalem crosses. *IEEE Transactions* on Antennas and Propagation, v. 32, n. 5, p. 478–486, 1984.
- [24] LANGLEY, R. J.; DRINKWATER, A. J. Improved empirical model for the Jerusalem cross. *IEE Proceedings H — Microwaves, Optics and Antennas*, v. 129, n. 1, p. 1–6, 1982.
- [25] LANGLEY, R. J.; PARKER, E. A. Equivalent circuit model for arrays of square loops. *Electronics Letters*, v. 18, n. 7, p. 294–296, 1982.
- [26] LANGLEY, R. J.; PARKER, E. A. Double-square frequency-selective surfaces and their equivalent circuit. *Electronics Letters*, v. 19, n. 17, p. 675–677, 1983.

- [27] PARKER, E. A.; VARDAXOGLOU, J. C. Plane-wave illumination of concentricring frequency-selective surfaces. *IEE Proceedings H — Microwaves, Antennas and Propagation*, v. 132, n. 3, p. 176–180, 1985.
- [28] MITTRA, R.; HALL, R.; TSAO, C.-H. Spectral-domain analysis of circular patch frequency selective surfaces. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 32, n. 5, p. 533–536, 1984.
- [29] ALMEIDA FILHO, V. A. de. Aplicação de Superfícies Seletivas em Frequência para Melhoria de Resposta de Arranjos de Antenas Planares. 93 p. Tese (Doutorado em Automação e Sistemas; Engenharia de Computação; Telecomunicações) — Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2014.
- [30] CALLAGHAN, P.; PARKER, E. A.; LANGLEY, R. J. Influence of supporting dielectric layers on the transmission properties of frequency selective surfaces. *IEE Proce*edings H — Microwaves, Antennas and Propagation, v. 138, n. 5, p. 448–454, 1991.
- [31] HAMDY, S. M. A.; PARKER, E. A. Current distribution on the elements of a square loop frequency selective surface. *Electronics Letters*, v. 18, n. 14, p. 624–626, 1982.
- [32] LEE, C. K.; LANGLEY, R. J. Equivalent-circuit models for frequency-selective surfaces at oblique angles of incidence. *IEE Proceedings H — Microwaves, Antennas and Propagation*, v. 132, n. 6, p. 395–399, 1985.
- [33] SAVIA, S. B.; PARKER, E. A. Equivalent circuit model for superdense linear dipole fss. *IEE Proceedings — Microwaves, Antennas and Propagation*, v. 150, n. 1, p. 37–42, 2003.
- [34] LARSEN, T. A survey of the theory of wire grids. IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, v. 10, n. 3, p. 191–201, 1962.
- [35] MUNK, B.; LUEBBERS, R.; FULTON, R. Transmission through a two-layer array of loaded slots. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 22, n. 6, p. 804–809, 1974.
- [36] LUO, X. F.; TEO, P. T.; QING, A.; LEE, C. K. Design of double-square-loop frequency selective surfaces using differential evolution strategy coupled with equivalent circuit model. In: *ICMMT 4th International Conference on Proceedings Microwave and Millimeter Wave Technology*. [S.l.: s.n.], 2004. p. 94–97.
- [37] MARCUVITZ, N. Waveguide Handbook. New York: Peter Peregrinus Ltd, 1986.
- [38] ULRICH, R. Far-infrared properties of metallic mesh and its complementary structure. *Infrared Physics*, v. 7, n. 1, p. 37–55, 1967. ISSN 0020-0891.
- [39] LEE, S.-W.; ZARRILLO, G.; LAW, C.-L. Simple formulas for transmission through periodic metal grids or plates. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 30, n. 5, p. 904–909, 1982.
- [40] TSAKONAS, C.; MIAS, C.; OSWALD, C. An investigation into feasibility of designing frequency-selective windows employing periodic structures. Nottingham Trent University. *Final report for the Radiocommunications Agency*, 2001.

- [41] CHAKRAVARTY, S.; MITTRA, R.; WILLIAMS, N. R. Application of micro-genetic algorithm (MGA) to the synthesis of broadband microwave absorbers comprising multiple frequency selective surfaces embedded in dielectric and magnetic media. In: *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 2001 Digest. Held in conjunction with: USNC/URSI National Radio Science Meeting (Cat. No.01CH37229).* [S.l.: s.n.], 2001. v. 4, p. 692–695.
- [42] LEONARD, T. W.; COFER, J. W. A new equivalent circuit representation for the Jerusalem Cross. In: Antennas and Propagation. [S.l.: s.n.], 1978. p. 65–69.
- [43] CHEN, C.-C. Transmission through a conducting screen perforated periodically with apertures. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 18, n. 9, p. 627–632, 1970.
- [44] WEILE, D. S.; MICHIELSSEN, E. Analysis of frequency selective surfaces through the blazing onset using rational Krylov model-order reduction and Woodbury singularity extraction. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 49, n. 10, p. 1470–1478, 2001.
- [45] MITTRA, R.; CHAN, C. H.; CWIK, T. Techniques for analyzing frequency selective surfaces — a review. *Proceedings of the IEEE*, v. 76, n. 12, p. 1593–1615, 1988.
- [46] WAIT, J. R. Reflection at arbitrary incidence from a parallel wire grid. Applied Scientific Research, v. 4, p. 393–400, 1955.
- [47] PAKNYS, R. Reflection and transmission by reinforced concrete numerical and asymptotic analysis. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 51, n. 10, p. 2852–2861, 2003.
- [48] WEILE, D. S.; MICHIELSSEN, E.; GALLIVAN, K. Reduced-order modeling of multiscreen frequency-selective surfaces using Krylov-based rational interpolation. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 49, n. 5, p. 801–813, 2001.
- [49] CHEN, C.-C. Transmission of microwave through perforated flat plates of finite thickness. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, v. 21, n. 1, p. 1–6, 1973.
- [50] BARDI, I.; REMSKI, R.; PERRY, D.; CENDES, Z. Plane wave scattering from frequency-selective surfaces by the finite-element method. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 38, n. 2, p. 641–644, 2002.
- [51] EIBERT, T. F.; ERDEMLI, Y. E.; VOLAKIS, J. L. Hybrid finite element-fast spectral domain multilayer boundary integral modeling of doubly periodic structures. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 51, n. 9, p. 2517–2520, 2003.
- [52] PARKER, E.; CHUPRIN, A.; LANGLEY, R. IEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation, v. 146, 1999. ISSN 1350-2417.
- [53] KAO, Y.-C. A.; ATKINS, R. G. A finite difference-time domain approach for frequency selective surfaces at oblique incidence. In: *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium.* 1996 Digest. [S.l.: s.n.], 1996. v. 2, p. 1432–1435.
- [54] AGRAWAL, V. D.; IMBRIALE, W. A. Design of a dichroic Cassegrain subreflector. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, v. 27, p. 466–473, jul. 1979.

- [55] MONNI, S. Frequency Selective Surfaces Integrated with Phased Array Antennas. Tese (Doutorado) — Technische Universiteit Eindhoven, Eindhoven, 2005.
- [56] LUO, G. Dualband frequency-selective surfaces using substrate-integrated waveguide technology. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, Institution of Engineering and Technology, v. 1, p. 408–413, 2007. ISSN 1751-8725.
- [57] HUANG, J.; LEE, S. W. Tri-band frequency selective surface with circular ring elements. In: Antennas and Propagation Society Symposium 1991 Digest. [S.l.: s.n.], 1991. p. 204–207.
- [58] MINGYUN, L.; MINJIE, H.; ZHE, W. Design of multi-band frequency selective surfaces using multi-periodicity combined elements. *Journal of Systems Engineering* and Electronics, v. 20, n. 4, p. 675–680, 2009.
- [59] SO, H.; ANDO, A.; SEKI, T.; KAWASHIMA, M.; SUGIYAMA, T. Directional multiband antenna employing frequency selective surfaces. *Electronics Letters*, v. 49, n. 4, p. 243–245, 2013.
- [60] SUNG, G. H.; SOWERBY, K. W.; NEVE, M. J.; WILLIAMSON, A. G. A frequencyselective wall for interference reduction in wireless indoor environments. *IEEE Antennas* and Propagation Magazine, v. 48, n. 5, p. 29–37, 2006.
- [61] BALANIS, C. A. Antenna Theory: Analysis and Design. 3. ed. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Ltd., 2005.
- [62] SIEVENPIPER, D. F. High-Impedance Electromagnetic Surfaces. 150 p. Tese (Doutorado) — University of California, Los Angeles, 1999.
- [63] CHUNG, B.-K.; CHUAH, H.-T. Modeling of RF absorber for application in the design of anechoic chamber. *Progress In Electromagnetics Research*, v. 43, p. 273–285, 2003.
- [64] GAU, J.-R.; BURNSIDE, W. D.; GILREATH, M. Chebyshev multilevel absorber design concept. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 45, n. 8, p. 1286– 1293, 1997.
- [65] SALISBURY, W. W. Absorbent body of electromagnetic waves. 1952. United States Patent 2,599,944.
- [66] KNOTT, E. F.; SHAEFFER, J. F.; TULEY, M. T. Radar Cross Section. London: Artech House, 1993.
- [67] LUUKKONEN, O. Artificial impedance surfaces. 80 p. Tese (Doutorado) Helsinki University of Technology, Espoo, 2009.
- [68] REINERT, J.; PSILOPOULOS, J.; GRUBERT, J.; JACOB, A. F. On the potential of graded-chiral Dallenbach absorbers. *Microwave and Optical Technology Letters*, v. 30, n. 4, p. 254–257, 2001.
- [69] TERRACHER, F.; BERGINC, G. A broadband dielectric microwave absorber with periodic metallizations. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, v. 13, n. 12, p. 1725–1741, 1999.

- [70] ENGHETA, N. Thin absorbing screens using metamaterial surfaces. In: *IEEE An*tennas and Propagation Society International Symposium. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 392–395.
- [71] KERN, D. J.; WERNER, D. H. A genetic algorithm approach to the design of ultrathin electromagnetic bandgap absorbers. *Microwave and Optical Technology Letters*, v. 38, n. 1, p. 61–64, 2003.
- [72] SIMMS, S.; FUSCO, V. Tunable thin radar absorber using artificial magnetic ground plane with variable backplane. *Electronics Letters*, v. 42, n. 21, 2006. ISSN 0013-5194.
- [73] GAO, Q.; YIN, Y.; YAN, D.-B.; YUAN, N.-C. A novel radar-absorbing-material based on EBG structure. *Microwave and Optical Technology Letters*, v. 47, n. 3, p. 228–230, 2005.
- [74] TRETYAKOV, S. A.; MASLOVSKI, S. I. Thin absorbing structure for all incidence angles based on the use of a high-impedance surface. *Microwave and Optical Technology Letters*, v. 38, n. 3, p. 175–178, 2003.
- [75] COSTA, F.; MONORCHIO, A.; MANARA, G. Analysis and design of ultra thin electromagnetic absorbers comprising resistively loaded high impedance surfaces. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 58, n. 5, p. 1551–1558, 2010.
- [76] WHITES, K. W.; MITTRA, R. An equivalent boundary-condition model for lossy planar periodic structures at low frequencies. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 44, n. 12, p. 1617–1629, 1996.
- [77] AHMED, F.; HASSAN, T.; SHOAIB, N. Comments on "An ultrawideband ultrathin metamaterial absorber based on circular split rings". *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 19, n. 3, p. 512–514, 2020.
- [78] GHOSH, S.; BHATTACHARYYA, S.; CHAURASIYA, D.; SRIVASTAVA, K. V. An ultrawideband ultrathin metamaterial absorber based on circular split rings. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 14, p. 1172–1175, 2015.
- [79] AMIRI, M.; TOFIGH, F.; SHARIATI, N.; LIPMAN, J.; ABOLHASAN, M. Ultra wideband dual polarization metamaterial absorber for 5G frequency spectrum. In: 2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). [S.l.: s.n.], 2020. p. 1–5.
- [80] HOA, N. T. Q.; TUAN, T. S.; HIEU, L. T.; GIANG, B. L. RETRACTED ARTICLE: Facile design of an ultra-thin broadband metamaterial absorber for C-band applications. *Scientific Reports*, v. 9, p. 468, 2019. ISSN 2045-2322.
- [81] LI, J.; KHAN, T. A.; CHEN, J.; RAZA, M. U.; ZHANG, A. Design of low rcs circularly polarized patch antenna array using metasurface for cnss adaptive antenna applications. *Materials*, v. 12, n. 12, 2019. ISSN 1996-1944.
- [82] SOOD, D.; TRIPATHI, C. C. A Compact Ultrathin Ultra-wideband Metamaterial Microwave Absorber. Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, scielo, v. 16, p. 514–528, 04 2017. ISSN 2179-1074.

- [83] TUAN, T. S.; HOA, N. T. Q. Defect induced co-polarization broadband metamaterial absorber. AIP Advances, v. 9, n. 5, p. 055321, 2019.
- [84] GHADIMI, A.; NAYYERI, V.; KHANJARIAN, M.; SOLEIMANI, M.; RAMAHI, O. M. Design and simulation of a wideband, wide-angle and polarization-insensitive microwave absorber based on pattern optimization of resistive films. *Journal of Physics* D: Applied Physics, IOP Publishing, v. 54, n. 5, p. 055102, nov 2020.
- [85] JI, S.; JIANG, C.; ZHAO, J.; YANG, J.; WANG, J.; DAI, H. An ultra-thin dual-band wide-angle polarization-insensitive metamaterial absorber with near-unity absorbance. *Current Applied Physics*, v. 19, n. 11, p. 1164–1171, 2019. ISSN 1567-1739.
- [86] LI, Z.; LI, B.; ZHAO, Q.; ZHOU, J. A metasurface absorber based on the slow-wave effect. AIP Advances, v. 10, n. 4, p. 045311, 2020.
- [87] CHOI, M. G.; KIM, Y. J.; HWANG, J. S.; KHUYEN, B. X.; TUNG, B. S.; CHEN, L.-Y.; LEE, Y. High-performance double-sided absorber, based on metamaterial. *Current Applied Physics*, v. 19, n. 11, p. 1217–1221, 2019. ISSN 1567-1739.
- [88] AKSIMSEK, S. Design of an ultra-thin, multiband, micro-slot based terahertz metamaterial absorber. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Taylor & Francis, v. 34, n. 16, p. 2181–2193, 2020.
- [89] LIU, L.; LIU, W.; SONG, Z. Ultra-broadband terahertz absorber based on a multilayer graphene metamaterial. *Journal of Applied Physics*, v. 128, n. 9, p. 093104, 2020.
- [90] SHI, Z.; SONG, L.; ZHANG, T. Optical and electrical characterization of pure PMMA for terahertz wide-band metamaterial absorbers. *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, v. 40, n. 1, p. 80–91, 2019. ISSN 1866-6906.
- [91] XUE, J.; JIANG, W.; GONG, S. Wideband RCS reduction of microstrip array antenna based on absorptive frequency selective surface and microstrip resonators. *International Journal of Antennas Propagation*, p. 1–11, 2017. ISSN 16875869.
- [92] DAS, P.; MANDAL, K. RCS reduction of microstrip antenna using split square loop thin absorber. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, v. 14, n. 14, p. 1771–1778, 2020.
- [93] LPKF Laser & Electronics. 2021. Disponível em: <https://www.lpkf.com/ en/industries-technologies/research-in-house-pcb-prototyping/produkte/ lpkf-multipress-s>.
- [94] ARAUJO, L. M. de. Caracterização de Superfícies Seletivas em Frequência Periódicas e Não Periódicas. 79 p. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2014.
- [95] POZAR, D. M. Microwave Engineering. New York: John Wiley & Sons, 1998.
- [96] MORAES, L. B. Antenas Impressas Compactas para Sistemas WiMAX. 97 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade de São Paulo, São Paulo, 2012.

Improving the Performance of ISM Antenna through Frequency-Selective Surfaces

Carlos A.T. Coelho, Roberta N.G. Carvalho, Maurício W.B. Silva, Leni J. Matos

Programa de Pós-graduação Stricto Sensu em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações - PPGEET

Escola de Engenharia, UFF

Niterói, Brazil

Abstract — In this paper, a combination of two frequencyselective surfaces (FSS) linked to a dual-band ISM microstrip antenna is presented. The back layer is a reflector formed by a band-stop FSS and a superstrate formed by a band-pass FSS comprises the front layer. The structure is designed in order to obtain improved radiation features when compared to a conventional microstrip patch antenna. It extends the -10 dB impedance bandwidth, increases its gain, directivity, front-toback ratio and scattering parameters. Comparison of numerical results between the proposed structure and a reference antenna shows improved gains of 6.7 dBi at 2.4 GHz and 6.1 dBi at 5.8 GHz, in contrast with gains of 1.7 dBi at 2.4 GHz and 4.8 dBi at 5.8 GHz. At the frequency of 2.45 GHz the bandwidth was 540 MHz (23.78% of fractional bandwidth), while at the 5.8 GHz band a bandwidth of 1.26 GHz was achieved (22.82% of fractional bandwidth).

Keywords — Dual-band Antennas, FSS, Planar Antennas, Tripolar Array

I. INTRODUCTION

The evolution of mobile communication systems has raised the need of building antennas with increasingly more compact dimensions and capable of working in multi-band systems [1]– [3]. It is noteworthy that transmission by radio waves may interfere in coexistent systems, if such waves propagate beyond their receptors. Thus it is essential to either ensure that the interference effects between systems be reduced, or to invest in developing of techniques that make the proper functioning of such systems possible, even though in the presence of such a phenomenon. Thereby, multi-band compact antennas can be designed allowing the transmission of signals in the desired band while rejecting those in others, for which microstrip antennas are commonly employed.

It is well known that microstrip antennas have some disadvantages, which may limit their usage in some applications, such as low bandwidth and unsatisfying gain and directivity patterns, to name a few. Therefore, in order to improve its performance, some techniques have been employed [4], [5]. Over the last few years, frequency-selective surfaces have attracted massive attention from academia facing the possibility of improving the electromagnetic response of microstrip antennas [6]–[10].

To accomplish this, in this paper we propose a structure where a patch antenna is sandwiched by two FSS layers. A previous work in [11] has presented a similar setup, however designed as a single-band device, while our purpose, instead, is to work with a dual-band antenna. The proposed FSS and antenna designs are detailed in Section II. Section III is dedicated to the analysis of the results obtained by simulation and Section IV gives the conclusion.

II. PROPOSED STRUCTURE

Frequency-selective surfaces are well known structures and consist of a periodic array of conductive elements, either in patch or aperture form — that is, a hollow conductive surface [12] —, printed on top of one or more dielectric substrates as desired, as shown in Figs. 1a and 1b.

With a band-pass-type FSS used as superstrate, it is intended that only electromagnetic signals under certain parts of the frequency spectrum will be transmitted, they being otherwise stopped (reflection) [13]. The electromagnetic behavior of an FSS is determined by the kind of arrangement it features: if that FSS is made of aperture elements, it shows an inductive pattern and acts as a band-pass filter, that is, inflicting maximum transmission of the incident waves at the FSS's resonance frequency. On the contrary, in case the FSS is made of patch elements, it shows a capacitive pattern and thus behaves as a band-stop filter, causing maximum reflection of the incident waves [14].

Several geometrical shapes are employed in an FSS project accordingly to its desired requirements, such as: the degree of dependence on the wave inciding angle, cross polarization, bandwidth, level of band gap, independence from polarization and size reduction of the FSS [15].



Fig. 1. Proposed design.

Certain shapes may show faster transitions between passing and stopping bands than others, however with greater sensitivity to the angle of incidence. It is observed in [15] that, for the aforementioned requirements, the square ring shape is the one which delivers the best results, while the dipole shape shows greater restrictions regarding inciding angle and bandwidth. One of the first appliances of FSS was in the reduction of the RCS (Radar Crossed Section) in ships and aircraft, working as band-pass radomes transparent to waves under the operating band of the antenna, otherwise reflecting them to other directions [15]-[18]. Other FSS appliances reside in electromagnetic absorbents such as the Salisbury screen and the Jaumann setup [19]-[21], which are characterized for high absorption and low sensitivity to polarization and angular incidence. They are besides employed as dicroic sub-reflectors, which allow sharing with more than one feeding source, by making total reflection under one frequency band and total transmission for another.

The first part of the project consisted of reproducing the dual-band microstrip patch antenna, first proposed by Tizyi [22], to operate in two frequency bands contained in the ISM set, ranging from 2400 to 2483.5 MHz and 5725 MHz to 5850 MHz. The antenna used in our purpose is illustrated in Fig. 2a with its main components signaled. The antenna dimensions can be found in the initial work. While the antenna in [22] was designed on a 30 per 30 mm square, ours measures 40 per 40 mm, which is justified by the need to better match the antenna to the desired working frequency bands, as well as to respect the minimum threshold of $\frac{\lambda}{4}$ beyond the antenna's metallic part. The second part consisted of creating the two FSS layers that surround the antenna.

Then, a first FSS with operation bands matching to the antenna was created, in order to analyze its coupling and its behavior, placed behind the antenna to better direct its radiation through the reflection of signals under its work bands. The second designed FSS is a band-pass filter to be coupled to the antenna as well, this time placed in front thereof to act as a superstrate. Both FSS and the antenna must be aligned to their central axis. The complete structure is illustrated in side view in Fig. 2b.

The double-square ring model was chosen to compose both the FSS proposed in this work, due to its greater angular and polar stability, as well as the possibility of dimension reduction. Since the first FSS acts as a reflector, it is designed with patch elements, while the second, superstrate one is composed of aperture elements. As each square ring resonance occurs when its side length equals the wavelength, this was the starting point for the correct software dimensioning of the elements. It is necessary that the FSS be approximately twice the size of the antenna, so that it receives the antenna radiation at the highest value possible. This way, the size of the FSS array closest to this requirement is a 5 by 5 matrix, that is, 25 unit cells, thus the complete FSS structure has a side equal to 81 mm.

All structures were designed to be built from an FR-4 substrate, with electrical permittivity of 4.3, loss tangent of



(b) Antenna shown between the FSS-based reflector and superstrate.

Fig. 2. Schematics of the antenna.

0.002 and 1.6 mm thick. The conductive surfaces are made of copper, with a thickness of 0.035 mm.

III. RESULTS AND ANALYSIS

The purpose of the reflective FSS is to better target the antenna radiation pattern, since it has presented a strong side lobe opposite the main one, and thus a very low FBR (Front-to-Back Ratio). Such targeting is based on the signal reflection within the antenna work bands, so that no strong radiation occurs in the aforementioned direction.

The superstrate FSS, in turn, will be placed in front of the antenna, with the same goals, however with distinct operation: to act as a band-pass filter to better select the signals radiated by the antenna. Therefore, it should be made of aperture elements, unlike the reflective FSS, which is based on conductor structures.

Table I lists the optimal values obtained for both layers, with variables as previously indicated in Figs. 1 and 2b, while Table II lists the frequency characteristics and maximum $|S_{21}|$ parameters (transmission coefficients) obtained through simulation on the Altair FEKO application. By comparing the frequency aspects of both the reflective and superstrate FSS from Table II, it can be concluded that their bandwidths successfully cover the antenna bands, fitting therefore the purpose of improving its performance.

The graph shown in Fig. 3 exposes the absolute value of the S_{11} parameter of the antenna (reflection coefficient), in dB and in function of frequency, both when alone and when matched to both the reflector and superstrate FSS. Therefore it was possible to analyze the structure resonance frequencies and its bandwidths, as well as the maximum transmission points, which are listed in Table III in comparison with the antenna from [22]. It can be observed that, compared to our antenna in its original state, the first resonance frequency rose from

TABLE I. GEOMETRIC DIMENSIONS OF BOTH THE FSS LAYE	RS
--	----

FSS reflector		Superstrate FSS	
	Length (mm)		Length (mm)
p	16.2	p'	21.0
l_1	12.0	l'_1	14.0
g_1	0.5	g'_1	0.5
w_1	1.0	w'_1	1.3
l_2	15.7	l'_2	20.0
g_2	0.85	g'_2	1.7
w_2	1.0	w'_2	2.7
d_1	35.0	d_2	56.0

TABLE II. OBTAINED BAND CHARACTERISTICS OF THE FSS.

	Lower thresh. (GHz)	Reson. freq. (GHz)	Upper thresh. (GHz)	Bdwth. (GHz)	S ₂₁ (dB)
	Reflector FSS				
@2.4 GHz	1.9	2.6	3.1	1.2	-36
@5.8 GHz	4.8	5.6	6.7	1.9	-35
	Superstrate FSS				
@2.4 GHz	2.19	2.44	2.69	0.498	-27.3
@5.8 GHz	5.58	5.85	6.17	0.585	-18.1

2.34 to 2.44 GHz and presented return loss 3.3 dB higher, while the second resonance frequency, in its turn, decreased from 5.6 to 5.54 GHz and had return loss 6.9 dB higher. Furthermore, the first band became approximately 240 MHz longer, almost doubling itself, while the second decreased in 30 MHz, keeping relatively similar.

Fig. 4 illustrates the E- and H-plane polar radiation diagrams of the antenna in its original state, evidencing low FBR and directivity due to the presence of strong side lobes alongside the main one. On the other hand, as shown in Fig. 5, when both the reflector and superstrate FSS are placed together with the antenna, the side lobes decrease in size and the main lobe becomes more prominent, in a greater degree at the first resonance frequency than the second. The presence of the ground plane on the opposite side of the antenna, added to its stub, has affected the radiation diagram at the 5.8 GHz



Fig. 3. 2D plot of the $|S_{11}|$ parameter in dB of the antenna when standalone and matched to the reflector and superstrate FSS.

TABLE III. OBTAINED CHARACTERISTICS OF THE ANTENNA.

	Lower thresh. (GHz)	Reson. freq. (GHz)	Upper thresh. (GHz)	Bdwth. (GHz)	S ₁₁ (dB)
	Ref. [22]				
@2.4 GHz	2.37	2.45	2.52	0.1485	-30
@5.8 GHz	5.713	5.8	5.918	0.2047	-41.2
	This work — without FSS				
@2.4 GHz	2.2	2.34	2.5	0.3034	-23.3
@5.8 GHz	4.8	5.6	6.1	1.2900	-40.4
	This work — with both FSS				
@2.4 GHz	2.00	2.44	2.54	0.5400	-26.6
@5.8 GHz	4.89	5.54	6.15	1.2600	-47.3



Fig. 4. Spatial radiation patterns of the antenna when not matched to any FSS.

band, so that its main lobe points at an obliquous direction with respect to the front side, as well as the 2.4 GHz band by making the main lobe point opposite the front side of the antenna.

Such an improvement in the system behavior can be further demonstrated in Table IV, which lists and compares the antenna gain, directivity, FBR, HPBW and VSWR before and after the addition of the reflector and superstrate FSS. Fig. 6 presents the comparison of the gain obtained through simulation for both the 2.4 GHz and 5.8 GHz bands. The rises in gain and directivity are due to the joint behaviour of both reflector and superstrate FSS. While the reflective layer helps concentrate the radiation pattern forward the antenna, the superstrate one acts so as to further direct the signals.

Before the addition of the two FSS, our antenna shows a gain value at the first band (1.7 dBi) close to the one obtained in [22] (1.92 dBi), while at the second band it gets higher (4.8 dBi, compared to 3.385 dBi). For both bands, at the presence of the two FSS, there was a decrease in HPBW, while



Fig. 5. Spatial radiation patterns of the antenna when matched to the reflector and superstrate FSS.

TABLE IV. RADIATION PARAMETERS OF THE ANTENNA

	Witho	ut FSS	With both FSS		
	@2.4 GHz	@5.8 GHz	@2.4 GHz	@5.8 GHz	
Gain (dBi)	1.7	4.8	6.7	6.1	
Directivity (dBi)	2.0	5.5	6.7	7.8	
FBR (dB)	0.6	7.9	9.4	11.3	
HPBW	90.8°	46.4°	47.0°	24.8°	
VSWR	1.1	1.01	1.38	1.09	

the gain, directivity and the FBR have risen substantially, with emphasis on the latter.

IV. CONCLUSION

The analysis of the results via simulation made it possible to verify that the linking of the two FSS to the antenna was responsible for a great improvement in its gain, directivity, front-to-back ratio and VSWR, as well as the decrease in the side lobe levels and beam width, proving therefore its usefulness as an auxiliary element in the development of wireless systems with microstrip antennas. Even though the main lobe at 2.4 GHz was shifted to the opposite direction, compared to the antenna alone, the addition of the two FSS still shows a rise in gain — 5.0 dBi higher at 2.4 GHz, and 1.3 dBi higher at 5.8 GHz — and especially the FBR, which increased substantially in 8.8 dB at 2.4 GHz and in 3.4 dB at 5.8 GHz.

In future project stages, both the FSS must be manufactured by a prototyping machine, in order to verify the actual system behavior in an adequate measuring environment. It also becomes necessary to define future improvement stages of the



Fig. 6. 2D plots of the antenna gain (in dBi) for both operation bands, when standalone and matched to the reflector and superstrate FSS.

project, which may include a new dimensioning of the second FSS and a replacement of the used materials, with emphasis on the use of resistant FSS, so as to possibly make the device more compact and increase its practicity.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank all professors and alumni at the Antenna and Propagation Laboratory (LAProp) in Universidade Federal Fluminense, where the knowledge and practical experience acquired have been fundamental to the development and execution of this paper.

REFERENCES

- I. Khan, T. Ali, G.D. Devanagavi, K.R. Sudhindra and R.C. Biradar. "A compact multiband band slot antenna for wireless applications," Internet Technology Letters, 2019.
- [2] V.K. Sambhe, R.N. Awale and A. Wagh, "Compact multi-band novelshaped planar monopole antenna for DCS, Bluetooth, and ultra-wideband applications," in The Journal of Engineering, vol. 2016, no. 5, pp. 119–123, 5 2016.

- [3] C. Goswami, R. Ghatak and D.R. Poddar, "Multi-band bisected Hilbert monopole antenna loaded with multiple subwavelength split-ring resonators," in IET Microwaves, Antennas Propagation, vol. 12, no. 10, pp. 1719–1727, 15 August 2018.
- [4] D. Qu, L. Shafai and A. Foroozesh, "Improving microstrip patch antenna performance using EBG substrates," in IEE Proceedings — Microwaves, Antennas and Propagation, vol. 153, no. 6, pp. 558–563, Dec. 2006.
- [5] C.S. Ram and V.M. Dhede, "Gain Improvement Techniques for Rectangular Microstrip Patch Antenna for Different Frequencies," International Journal of Advance Research and Innovative Ideas in Education, vol. 2, no. 4, pp. 475–480, 2016.
- [6] P. Arnmanee and C. Phongcharoenpanich, "Improved Microstrip Antenna with HIS Elements and FSSSuperstrate for 2.4GHz Band Applications," International Journal of Antennas and Propagation, vol. 2018, pp. 1–11, 2018.
- [7] L. Liu, D. Feng, J. Wang, K. Song and L. Shi, "Modulation Characteristics of Active Frequency Selective Surface Trihedral Corner Reflector," International Conference on Computer Intelligent Systems and Network Remote Control, pp. 454–461, 2019.
- [8] H. Chen and Y. Tao, "Performance Improvement of a U-Slot Patch Antenna Using a Dual-Band Frequency Selective Surface With Modified Jerusalem Cross Elements," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 59, no. 9, pp. 3482–3486, Sept. 2011.
- [9] A. Pirhadi, H. Bahrami and J. Nasri, "Wideband High Directive Aperture Coupled Microstrip Antenna Design by Using a FSS Superstrate Layer," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 60, no. 4, pp. 2101–2106, April 2012.
- [10] Y. Jia, Y. Liu, H. Wang, K. Li and S. Gong, "Low-RCS, High-Gain, and Wideband Mushroom Antenna," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 14, pp. 277–280, 2015.
- [11] V.A. Almeida Filho and A.L.P.S. Campos, "Performance optimization of microstrip antenna array using frequency selective surfaces," Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, vol. 13, no. 1, pp.31–46, 2014.
- [12] R. Mittra, C. Chan and T. Cwik, "Techniques for analyzing frequency selective surfaces — a review." IEEE Proceedings. vol. 76, no. 12, pp. 1593–1615, 1988.
- [13] F. Bayatpur, "Metamaterial-Inspired Frequency-Selective Surfaces," D. Sc. Thesis, University of Michigan, 2009.
- [14] A.L.P.S. Campos, "Superfícies Seletivas em Frequência: Análise e Projeto," Natal: IFRN Editora, 2009.
- [15] T.K. Wu, "Frequency selective surface and grid array," 1st ed., New York: John Wiley & Sons, 1995.
- [16] E.M.F. Fernandes, "Aplicação de superfície seletiva em frequência para melhoria de desempenho de sistemas de antenas tipo banda dupla," M. Sc. thesis, Universidade Federal Fluminense, Niterói, RJ, Brazil, 2016.
- [17] B.A. Munk, "Frequency-selective surfaces: Theory and Design," 1st ed., New York: John Wiley & Sons, 2000.
- [18] S. Monni, "Frequency Selective Surfaces Integrated with Phased Array Antennas," D. Sc. Thesis, Technische Universiteit Eindhoven, Netherlands, 2005.
- [19] R.L. Fante and M.T. McCormack, "Reflection properties of the Salisbury screen," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 36, no. 10, pp. 1443–1454, 1988.
- [20] E.F. Knott and C.D. Lunden, "The two-sheet capacitive Jaumann absorber," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 43, no. 11, pp. 1339–1343, 1995.
- [21] B.A. Munk, P. Munk and J. Pryor, "On designing Jaumann and circuit analog absorbers (CA absorbers) for oblique angle of incidence," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 55, no. 1, pp. 186–193, 2007.
- [22] H. Tizyi et al., "Compact dual-band microstrip antenna for handheld RFID reader," Third International Workshop on RFID And Adaptive Wireless Sensor Networks (RAWSN), pp. 68–72, 13–15 May 2015.